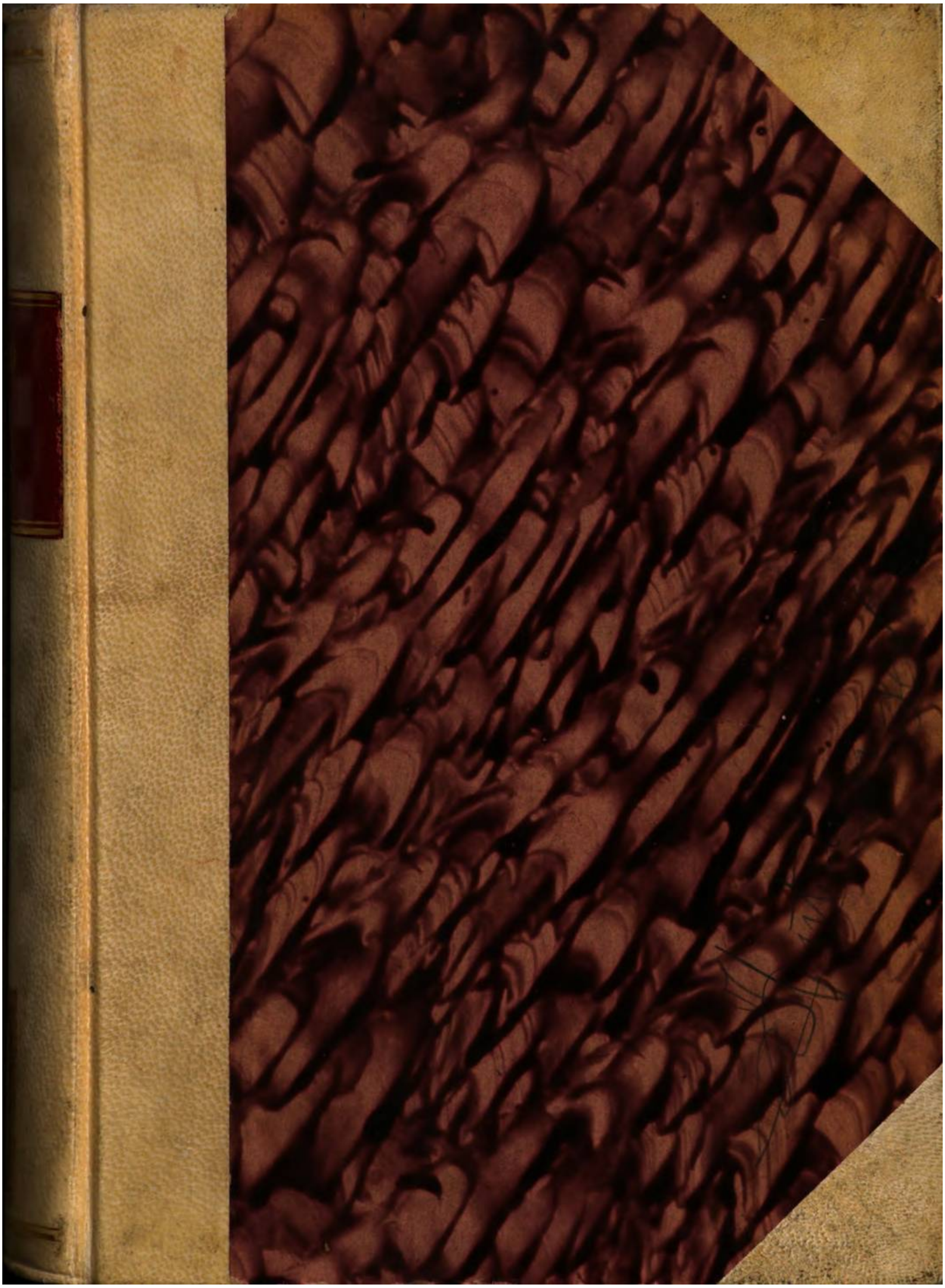


ALTA FREQUENZA

INDICI DEL VOL. II (1933)

Rinnovate il vostro abbonamento ad "Alta Frequenza,, e procuratene di nuovi, usando gli acclusi bollettini di versamento in conto corrente postale. Nel 1934 la rivista sarà bimestrale ed il prezzo non ne viene aumentato.

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI
RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL' ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA

VOLUME II
(1933)

AEI

ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - Via S. Paolo, N. 10

INDICE PER AUTORI

(A) articoli; (L D) lettere al direttore; (L P) libri e pubblicazioni; (NA) nuovi apparecchi; (R) recensioni.

A

B

Per permettere il riferimento ai singoli fascicoli, si fornisce l'indicazione della prima pagina di ciascuno di essi: n. 1 (marzo), p. 1; n. 2 (giugno), p. 161; n. 3 (agosto), p. 321; n. 4 (ottobre), p. 497; n. 5 (dicembre), p. 625.

C

D

E

F

G

H

R

S

T

U

V

W

Y

Z

INDICE PER MATERIE

1. - Accumulatori e pile.

Libri e pubblicazioni

2. - Acustica delle costruzioni.

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

3. - Amplificatori.

Recensioni

Brevetti

4. - Antenne.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Brevetti

Informazioni e notizie

5. - Applicazioni varie.

Recensioni

Cronaca tecnica

Brevetti

6. - Circuiti, quadripoli, filtri.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

7. - Convertitori, raddrizzatori.

Recensioni

Cronaca tecnica

8. - Disturbi e fenomeni perturbatori.

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Brevetti

9. - Elettroacustica.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Brevetti

Nuovi apparecchi

10. - Elettrocomunicazioni a onde convogliate.

Brevetti

11. - Elettrofisica e magnetofisica.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

12. - Elettrotecnica generale.

Memorie e articoli

Brevetti

17. - Impianti e accessori radiotecnici.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

18. - Impianti e accessori telefonici.

Informazioni e notizie

19. - Istituti, scuole, esposizioni, congressi.

Note di redazione

Memorie e articoli

Informazioni e notizie

20. - Linee e condutture.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

21. - Materiali.

Recensioni

Cronaca tecnica

22. - Misure.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

25. - Propagazione delle radioonde.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

26. - Radiocomunicazioni direttive e radiogoniometria.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Brevetti

27. - Ricevitori.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Brevetti

Nuovi apparecchi

28. - Telegrafia e telescrittura.

Recensioni

29. - Televisione e trasmissione delle immagini.

Note di redazione

Memorie e articoli

Recensioni

32. - Varie.

33. - Vibrazioni meccaniche.

Note di redazione

Memorie e articoli

Cronaca tecnica

Libri e pubblicazioni

Informazioni e notizie

INDICE DEI NOMI

VOL. II - N. 1 (PUBBLICAZIONE TRIMESTRALE) MARZO 1933 - XI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA

AEI

ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

A.F. II - 1 MAR. 1933

Vol. II Marzo 1933 - XI N. 1

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: **Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10**

UN NUMERO SEPARATO **L. 12** ABBONAMENTO ANNUO **L. 40**

SOMMARIO

Vol. II Marzo 1933 - XI N. 1

ALTA FREQUENZA

Avviamento.

Nel 1932 l'*Alta Frequenza* ha compiuto i suoi primi passi. La vita di una rivista scientifica non può certo raggiungere il pieno rigoglio nel breve giro di un anno, sì che anche quello ora iniziato e più d'uno dei seguenti saranno ancora anni di avviamento.

Il largo consenso ed i favorevoli giudizi, venuti dall'Italia e dall'estero ad incoraggiare il nuovo periodico, c'inducono a ritenere, che gli studiosi abbiano favorevolmente apprezzato gli scopi, a cui esso tende, e la somma di lavoro, che viene spesa per cercare di conseguirli.

Iniziamo il secondo anno di vita dell'*Alta Frequenza* con la speranza, che il consenso e l'incoraggiamento dei lettori continueranno a sostenere questa intrapresa, e con la confermata fiducia, ch'essa abbia a dare buoni frutti. Dovrebbero questi rivelarsi così nella mole, come nella qualità del contributo italiano ai progressi della scienza e della tecnica delle comunicazioni elettriche.

L'opera di Guglielmo Marconi nel campo delle microonde.

Il secondo volume di *Alta Frequenza* si inizia con una comunicazione di S. E. Marconi, della quale è certo superfluo esaltare l'interesse e l'importanza. Come fu già riferito (1), Guglielmo Marconi, tornato alle sue ricerche sulle onde cortissime, ha saputo, in breve volgere di tempo, attuare apparecchi trasmettitori di potenza relativamente elevata e ricevitori di grande sensibilità, nella gamma di frequenze intorno a 6.10^8 hertz.

Fra i diversi sistemi, che si potevano seguire per la produzione delle microonde, largamente descritti nella letteratura scientifica degli ultimi anni, fu subito scelto molto opportunamente l'oscillatore elettronico di Barkhausen e Kurz, che prometteva di fornire, con i mezzi più limitati, la maggiore potenza. Scelto l'oscillatore a due triodi, esso fu ben presto effi-

(1) A. F., 1932, I, p. 454.

cacemente perfezionato mediante l'uso di triodi speciali appositamente costruiti, particolarmente disposti e dotati di elettrodi capaci di resistere alle più alte temperature. E fu altresì possibile, in seguito a delicate ed acute ricerche, moltiplicare la potenza irradiata col far agire docilmente in parallelo più generatori.

Non meno importanti appaiono i risultati conseguiti nello studio dei riflettori, che han permesso di concentrare l'energia irradiata in una data direzione con l'aiuto di dispositivi altrettanto semplici, quanto geniali.

Anche nel campo della ricezione importanti perfezionamenti furono ideati allo scopo di raggiungere la massima sensibilità, ricavandone la conferma del fatto, già altra volta messo in luce [2], che, contrariamente a quanto i più mostrano ancora di ritenere, l'elettrodo attivo nei tubi riceventi le microonde è, non già la griglia, ma la placca.

Le prove pratiche si sono succedute con crescente successo a distanze sempre maggiori: prima fra punti della Riviera ligure, poi fra il Vaticano e Castel Gandolfo, infine fra Rocca di Papa ed il panfilo « Elettra » e fra Rocca di Papa e la Sardegna.

E' generalmente ammesso, che le comunicazioni con le microonde debbano considerarsi come quasi ottiche, ossia che esse risultino possibili soltanto quando le due stazioni corrispondenti siano in vista l'una dell'altra. Ma il senatore Marconi, memore di altra sua famosa e tanto istruttiva vittoria su certe previsioni teoriche, ha voluto sperimentare anche a distanze così grandi, che per esse, grazie alla curvatura della superficie terrestre, quella condizione non fosse soddisfatta. Ed è degno di particolare rilievo il fatto, già in altra nota [3] illustrato e commentato, ch'è stato possibile attuare comunicazioni fra stazioni poste alla distanza di 270 km, molto al di là della portata ottica geometrica, corrispondente alle loro rispettive altitudini.

Misure sui circuiti ad alta frequenza.

Una delle principali ragioni, per cui non riesce facile trattare i problemi tecnici dei circuiti radio alla stessa guisa e, diremmo, con la stessa mentalità, con cui si affrontano le questioni dei circuiti a frequenza industriale, consiste probabilmente nella difficoltà delle misure di potenza. Mentre è relativamente agevole far misure di corrente (con strumenti termici) e misure di tensione (ancora con strumenti termici abbinati ad opportune impedenze, ovvero con strumenti elettrostatici, od infine con apparecchi a tubi elettronici), la misura della potenza o quella, ad essa in certo modo equivalente, della fase costi-

---

(2) A. F., 1932, I, p. 6.
(3) A. F., 1932, I, p. 485.

tuiscono tuttora, dal punto di vista pratico, un problema insoluto.

Manca invero fino ad oggi un buon wattometro per alta frequenza; così che, non potendosi ormai più pensare a collaudare e regolare un radiotrasmettitore senza valutare la potenza oscillatoria da esso erogata, si è costretti a dedurla sperimentalmente in modo indiretto. Si determina cioè la differenza fra la potenza di alimentazione e l'insieme delle perdite, ovvero si sostituisce il circuito di effettiva utilizzazione con un circuito dissipatore, che si cerca di rendere equivalente a quello e di cui si valuta il consumo, ad esempio per via calorimetrica.

Il prof. RUELLE, in una ricerca sperimentale assai accurata, ha messo alla prova un'altra soluzione del problema; quella già nota agli elettrotecnici col nome di metodo dei tre amperometri. Essa gli è parsa meritevole di essere ripresa in considerazione, grazie ai notevoli progressi (su cui la ricerca stessa ci fornisce utili elementi di giudizio) compiuti negli ultimi tempi dalla tecnica dei misuratori di corrente per alte frequenze. Il procedimento descritto e le sue varie applicazioni pratiche, esemplificate nella nota del Ruelle, mettono bene in chiaro le possibilità del metodo nel suo nuovo adattamento alle radiofrequenze, specie per il fatto che le esperienze sono state opportunamente compiute nel campo delle onde corte, su frequenze superiori a 10^7 hertz.

Pellicole sonore.

L'auspicato vivace risorgere in Italia dell'industria cinematografica è certo legato alla radicale rivoluzione, che ha avuto inizio con l'avvento del « parlato ». La cinematografia sonora, il cui affermarsi resterà per tanti motivi memorabile nella storia della tecnica, beneficia largamente, al pari della radiofonia, dei magnifici progressi compiuti negli ultimi tempi dall'acustica. L'una e l'altra, come sempre avviene, contribuiscono potentemente a loro volta all'ulteriore incalzante sviluppo di tale ramo della fisica, troppo a lungo negletto. Un campo di lavoro nuovo e vastissimo, ricco ancora di possibilità appena intraviste, si è aperto con ciò agli studiosi, ai costruttori, agl'industriali.

Lo scritto dell'ing. FEDERICI, frutto di diretta esperienza, raccolta presso una grande casa italiana, ci sembra offrire un quadro completo e aggiornato dei problemi connessi con la tecnica della cinematografia sonora, delle difficoltà che essi presentano e delle più importanti soluzioni finora adottate. La molteplicità stessa di queste soluzioni mostra chiaramente, alla luce di quanto insegna la storia di tutte le applicazioni tecniche, come si sia ancora in una fase di trasformazione e di rapido divenire della nuovissima industria.

Congressi, conferenze, convegni.

Le considerazioni sul grado di utilità di certe forme del lavoro collegiale son divenute luoghi comuni. Anche i motti di spirito al riguardo hanno ormai molto di rado il pregio della novità. Non si partecipa all'inaugurazione solenne di un congresso senza sentirsi ripetere, che molti frutti l'umanità si ripromette dalla collaborazione degli specialisti convenuti a prendervi parte. Nè si siede ad uno dei simposi, che di solito accompagnano tali riunioni, senza sentirsi sussurrare, che le feste sono i soli lavori seri, a cui tutti i congressisti partecipano con impegno.

La verità, com'è di regola sua abitudine, si tiene nel mezzo. E' difficile, che dalle discussioni di un congresso, se pur hanno luogo, sprizzi fuori l'idea nuova e, meno ancora, la scoperta. Ma il congresso, se ben preordinato, produce, insieme con parecchi altri buoni frutti, su cui non vogliamo ora dilungarci, quello di offrire rassegne or più or meno complete ed aggiornate, ma sempre istruttive, sullo sviluppo raggiunto da determinati rami del sapere. Queste rassegne hanno il pregio di giovare anche ai non congressisti, cioè a schiere di studiosi, assai più vaste, e talvolta anche più operose, che non il pubblico, oseremmo dire, un po' « specializzato », che frequenta i congressi.

Nel grandioso convegno parigino dell'estate scorsa, destinato a tutto il vasto dominio dell'elettricità, gli argomenti che più da vicino riguardano i campi, a cui è rivolta l'opera del nostro periodico, furono largamente ed autorevolmente trattati. La rassegna, pubblicata nel precedente fascicolo riguardo alla telefonia, e l'altra, che vedrà la luce nel prossimo numero e tratterà della radiotecnica, dovute ambedue a eminenti colleghi, forniscono, a parer nostro, un pregevole ed utilissimo quadro d'insieme degli argomenti trattati, cioè, si può dire, dello stato attuale di quei due rami della tecnica.

Intanto pubblichiamo ora altre due relazioni di carattere analogo a quelle, ma dedicate (anche in questo caso da colleghi che hanno avuto parte non piccola nei lavori) alla Conferenza radiotelegrafica tenutasi a Madrid nell'autunno e alla riunione plenaria della Commissione mista internazionale per la protezione delle linee di telecomunicazione, svoltasi a Parigi in luglio. Si tratta in questo caso di convegni aventi scopi più definiti e circoscritti di quelli di un grande congresso. Ciò non di meno, anzi forse appunto per tal motivo, i risultati tecnici esposti dai relatori ci sembrano importanti e ricchi di interesse.

LA REDAZIONE.

RADIOCOMUNICAZIONI CON ONDE CORTISSIME [1]

GUGLIELMO MARCONI

Ricordati i tentativi compiuti in passato per l'utilizzazione delle onde estremamente corte (o microonde) di lunghezza dell'ordine di alcune decine di cm, si descrivono gli apparecchi ideati e successivamente perfezionati dall'A negli ultimi due anni, illustrandone gli elementi costitutivi, gli schemi d'inserzione e le caratteristiche di funzionamento tanto in trasmissione quanto in ricezione, e così in telegrafia come in telefonia. Mediante opportuni collegamenti fra più unità irradianti convenientemente situate rispetto ad un sistema di più riflettori è stato possibile costruire trasmettitori di microonde, che irradiano potenze finora mai raggiunte (dell'ordine di decine di watt) in un fascio fortemente concentrato.

Sono descritte le esperienze compiute dapprima fra punti della Riviera ligure, poi tra il Vaticano e Castel Gandolfo (collegati ora da un impianto permanente a microonde, che è già in effettivo servizio) ed infine fra Rocca di Papa e il panfilo « Elettra » e fra Rocca di Papa e la Sardegna.

Sono messi in evidenza i risultati raggiunti, e cioè che con onde di 57 cm si è potuto comunicare ad una distanza di 269 km, distanza mai raggiunta per lo innanzi con l'uso di onde al disotto di un metro, e si è scoperto, inoltre, che queste onde possono superare non solo degli ostacoli frapposti tra la stazione trasmittente e la stazione ricevente, bensì anche la curvatura terrestre.

Sono infine preconizzati gli ulteriori sviluppi della tecnica delle microonde.

Durante gli ultimi dodici mesi, l'attenzione di una notevole parte dei tecnici e del pubblico, è stata attratta dai resoconti pubblicati, con vario grado di precisione, sulle mie recenti ricerche, riguardanti l'uso ed il comportamento delle onde elettriche cortissime nelle radiocomunicazioni a distanze relativamente grandi. Scopo di questo mio articolo è di dare notizie esatte sui risultati ottenuti e sulle osservazioni fatte da me e dai miei assistenti e di descrivere gli apparecchi adoperati ed i metodi impiegati nelle ricerche.

Lo studio di quelle, che possono essere chiamate onde cortissime o microonde, risale alla scoperta delle onde elettriche stesse, cioè al tempo delle classiche esperienze di Hertz e dei suoi contemporanei, circa 42 anni or sono. In molti dei suoi primi esperimenti, Hertz usò onde elettriche cortissime e provò in modo conclusivo, che tali onde seguono le stesse leggi, da cui sono regolate la velocità, la propagazione, la riflessione, la rifrazione e la diffrazione della luce.

[1] Memoria letta alla riunione della « Royal Institution of Great Britain » il 2 dicembre 1932.

Il problema dell'impiego delle onde cortissime per le radiocomunicazioni non è nuovo per me, poichè ho dedicato ad esso molto lavoro, fin dal tempo dei miei primi esperimenti, 38 anni or sono. Nel 1896 dimostravo ai tecnici dell'Amministrazione inglese delle Poste e Telegrafi, che le onde dell'ordine di 30 cm di lunghezza, corrispondenti ad una frequenza di circa un milione di kilohertz ed ora generalmente chiamate microonde, potevano essere adoperate con successo, grazie anche all'impiego di adatti riflettori, per le comunicazioni telegrafiche, alla distanza di circa 3 km. Più tardi tale distanza fu aumentata sino a oltre 4 km. Questi primi risultati furono descritti da William Preece, ingegnere capo dell'Amministrazione inglese delle Poste e Telegrafi, in una riunione della Società per il progresso delle scienze, nel settembre 1896 ed in successive conferenze. Essi inoltre furono esposti, con maggiori particolari, in una conferenza da me tenuta alla « Institution of Electrical Engineers » di Londra il 3 marzo 1899. In tale conferenza dimostrai come fosse possibile, mediante onde cortissime, concentrare le radiotrasmissioni per mezzo di riflettori in una determinata direzione, invece di permettere alle onde di propagarsi circolarmente da ogni parte.

In quel tempo tuttavia l'uso di queste onde cortissime non sembrava molto vantaggioso, e per molti anni le mie ricerche, come quelle degli studiosi contemporanei, furono rivolte all'impiego di onde progressivamente più lunghe, che raggiunsero i 10.000 metri.

Nel 1916 necessità belliche esigevano metodi di radiocomunicazioni più segrete di quelle che erano state fino allora in uso; rinacque così il mio interessamento alle proprietà direttive delle onde cortissime, e tornai a dedicare i miei studi e le mie ricerche alla generazione e alla ricezione di tali onde. Durante tali ricerche ebbi come valido collaboratore l'ingegnere C. S. Franklin della Compagnia Marconi.

In quell'epoca, usando speciali trasmettitori a scintilla e una lunghezza d'onda di due metri, fu possibile ottenere sicure comunicazioni ad oltre 9 km di distanza; successive prove con la stessa lunghezza d'onda, eseguite presso Carnarvon, dimostrarono la possibilità di ricevere chiaramente i segnali ad una distanza di oltre 32 km e fecero anche intravedere che, con i medesimi apparecchi, sarebbe stato possibile conseguire una maggiore portata.

I notevoli risultati che ottenni durante il periodo dal 1919 al 1924 con onde di lunghezza compresa fra 100 e 6 metri, portarono alla abolizione delle onde lunghe nelle radiocomunicazioni dell'Impero britannico ed all'impiego dei trasmettitori ad alta velocità ad onde corte del sistema Marconi a fascio. Tale nuovo sistema rivoluzionò i servizi radiotelegrafici e telefonici a grande distanza e distrasse la mia attenzione dallo studio delle microonde [2].

---

[2] G. Marconi: Proc. I. R. E., 1922, X, p. 2.
G. Marconi: Roy. Soc. Arts, 1924, LXXII, p. 607.
G. Marconi: Roy. Soc. Arts, 1924, LXXIII, p. 121.
G. Marconi: Inst. Civ. Eng. Proc., 1926, CCXXII, p. 303.
G. Marconi: Nuova Antologia, 1926, VI, p. III.
G. Marconi: Proc. I. R. E., 1928, XVI, p. 40.

*

Le onde elettromagnetiche, di lunghezza inferiore ad un metro, sono comunemente conosciute sotto il nome di onde quasi-ottiche, poichè è generalmente ammesso che, con il loro impiego, le comunicazioni siano possibili solo quando le due stazioni corrispondenti sono situate nel raggio di visibilità diretta, e che, conseguentemente, la loro utilità pratica sia limitata da tale condizione.

La mia lunga esperienza mi ha tuttavia insegnato a non credere in tutto a limitazioni, fondate su considerazioni puramente teoriche e matematiche, le quali, come è noto, sono spesso basate su cognizioni imperfette di tutti i fattori che entrano in giuoco. Ho sempre ritenuto opportuno seguire nuovi indirizzi di ricerca, anche quando questi sembravano a prima vista poco promettenti di buoni risultati.

Circa 18 mesi or sono decisi di riprendere lo studio sistematico delle proprietà e delle caratteristiche delle onde cortissime. Ciò feci in considerazione dei vantaggi che esse sembravano offrire, grazie alla possibilità di usare radiatori, ricevitori e riflettori di piccole dimensioni, per irradiare e ricevere notevoli quantità di energia, ed anche per il fatto che tali onde non soffrono interferenze, causate da disturbi elettrici naturali, come quelli prodotti dalla scariche atmosferiche.

Mi sembrava evidente, che tali ricerche sarebbero state facilitate, se fosse stato possibile realizzare trasmettitori di potenza superiore e ricevitori più pratici e sicuri di quelli fino allora conosciuti. Le esperienze vennero eseguite in Italia, dove potevo fruire di circostanze favorevoli nella mia qualità di presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche. Debbo aggiungere che ricevetti dal Governo italiano ogni possibile assistenza ed incoraggiamento.

La maggior parte delle ricerche, necessarie per la costruzione dei nuovi apparati usati in queste prove, sono state eseguite dal mio assistente personale G. A. Mathieu. La sua opera, confortata da suggerimenti e osservazioni mie, ha conseguito di costruire generatori atti ad irradiare le microonde con potenza non ancora raggiunta da altri, e di elaborare e costruire ricevitori pratici e di facile impiego. Ringrazio anche G. A. Isted della Compagnia Marconi per la sua valida collaborazione.

*

Al principio del nostro lavoro, doveva essere fatta la scelta fra due diversi metodi di affrontare il problema, cioè fra quello basato sull'impiego del magnetron, e quello basato sull'impiego dell'oscillatore elettronico. Poichè lo scopo principale era di ottenere un trasmettitore atto ad irradiare notevole potenza, il metodo del magnetron mi tentava; ma la necessità di impiegare tensioni alquanto elevate e di produrre un campo ausiliario, ed alcuni dubbi sorti sulla possibilità di ottenere una buona modulazione, ci fecero preferire l'uso di un circuito basato sull'effetto Barkhausen Kurz.

Non meno importante era la scelta della lunghezza d'onda. Poichè sembrava improbabile, che vi fosse grande differenza nelle ca-

ratteristiche di propagazione delle onde di lunghezza compresa tra 80 e 20 centimetri, decidemmo di concentrare le nostre ricerche sulla possibilità di generare e di irradiare in modo efficiente quella che può essere chiamata un'onda media, nella gamma delle microonde, cioè una lunghezza d'onda dell'ordine di mezzo metro (600.000 kilohertz).

Il primo circuito esperimentato fu quello ben noto, del tipo Barkhausen e Gill Morrell, con fili di Lecher sulla placca e sulla griglia, circuito che era stato usato in quasi tutti i recenti esperimenti. In tale circuito provammo, con vario successo, tutti i nuovi e vecchi tubi riceventi ed amplificatori, con placca cilindrica; ma non appena essi venivano sovraccaricati per ottenerne potenza, la loro vita si riduceva a qualche minuto.

I nostri sforzi furono, quindi, dapprima diretti verso la produzione di tubi più adatti; e, dopo qualche tempo, si riuscì a costruire un tubo con filamento di tungsteno da 4 ampere e con griglia di molibdeno fissata, per mezzo di saldatura elettrica, su sostegno di molibdeno. Fu così raggiunto un grande miglioramento nei riguardi della potenza ottenibile e della durata del tubo.

Si manifestò tuttavia ben presto l'insufficienza del circuito placca--griglia di Lecher; fu allora escogitato un nuovo circuito simmetrico a due tubi, che fu poi provato con coppie di tubi, resi anche costruttivamente simmetrici, l'uno di essi essendo l'immagine speculare dell'altro. Il perfezionamento di tale nuovo circuito ha portato alla disposizione mostrata in fig. 1. Il nuovo oscillatore elettronico è caratterizzato dall'esistenza di tre ben definiti circuiti accordati: uno interno ed uno esterno sui filamenti ed uno sulle placche; nonchè dall'uso di una linea di alimentazione (*feeder*) ad alta frequenza tra le placche e l'antenna, che ha lo scopo di equilibrare la resistenza interna dei tubi con quella di un efficiente aereo a dipolo. Questi vari circuiti sono indicati in fig. 1.

L'aereo a dipolo porta all'estremità due piccoli dischi, che funzionano come capacità terminali. La nostra esperienza ha in modo definitivo accertato, che il loro uso assicura una maggiore potenza irradiata e rende più facile la regolazione dell'alimentatore (*feeder*). L'accordo del circuito di placca e l'accordo di quello interno di filamento sono i più importanti, poichè essi determinano la lunghezza d'onda, sulla quale il trasmettitore può oscillare; da essi dipendono tutte le altre regolazioni.

E' necessario rilevare che la lunghezza di conduttore meglio adatta per connettere le due placche ed assicurare così l'accordo del circuito di placca è molto piccola, solo 5 cm circa per una lunghezza d'onda di circa 50 cm; ma i fili di Lecher sono relativamente lunghi come è mostrato nella fig. 2, perchè è stato trovato opportuno aggiungere a tale breve conduttore un altro conduttore della lunghezza di un'onda completa, ripiegato su sè stesso allo scopo di evitare perdite per irradiazione.

E' facile rendersi conto dell'azione del circuito accordato di placca. Esso governa la frequenza delle oscillazioni, in modo del tutto analogo a quanto accade nelle vibrazioni meccaniche su una sbarra rettilinea di

acciaio fissata nel suo punto di mezzo. Ciò è confermato dal fatto che, collegando una termocoppia nel mezzo del conduttore che stabilisce l'accordo di placca e lasciando le altre connessioni libere, le due placche

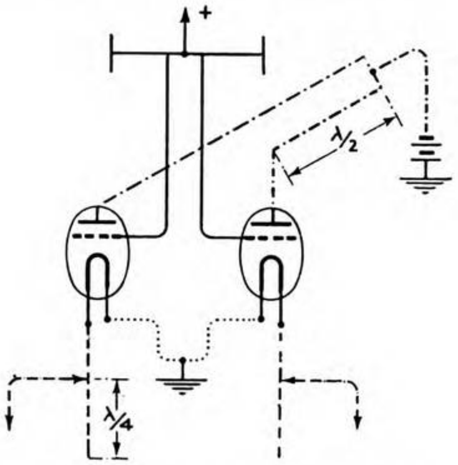


Fig. 1. — Schema del trasmettitore.

— — — — — circuito accordato esterno } di filamento
. . . . » » interno }
— · — · — · — » » di placca
———————— antenna e sua linea di alimentazione ad a. f.

ed il conduttore funzionano come un aereo a dipolo con grandi capacità terminali.

Il circuito accordato interno di filamento e quello esterno potrebbero sembrare a prima vista equivalenti a circuiti di arresto (*chokers*);

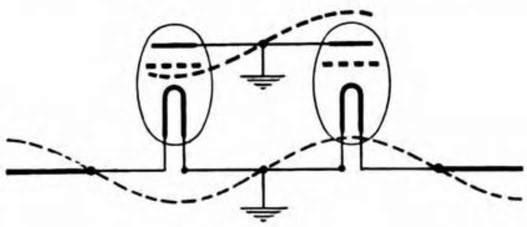


Fig. 2. — Distribuzione del potenziale lungo i circuiti accordati di placca e di filamento.

ma in realtà sono ambedue necessari per assicurare la corretta distribuzione del potenziale lungo gli elementi del nuovo circuito. Tale distribuzione è messa in evidenza dalla fig. 2. E' interessante notare, che il circuito oscilla ancora molto bene, ma a circa metà potenza, se

il filamento di una delle valvole è spento. Per contro il sistema non può in alcun modo oscillare, se una delle due placche è sconnessa, il che conferma ancora una volta l'azione di governo, esercitata dal circuito accordato di placca.

Naturalmente non basta accordare esattamente tutte le porzioni esterne del circuito; occorre altresì regolare opportunamente le tensioni applicate agli elettrodi dei tubi, affinchè si generino le oscillazioni elettroniche di frequenza corrispondente il più possibile a quella per cui i circuiti esterni sono accordati. Esiste un'azione ben definita di trascinamento della oscillazione verso la frequenza definita dalla regolazione del circuito; e quanto maggiormente la regolazione delle tensioni

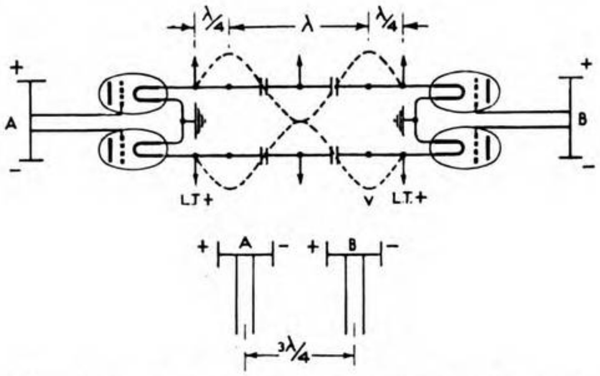


Fig. 3. — Sistema di accoppiamento di due circuiti trasmittenti in fase, distanziati di 3 λ/4.

corrisponderà a quella frequenza, tanto più potente e più stabile risulterà il trasmettitore.

Il grado di accensione del filamento è un altro importante fattore, da cui dipende l'efficienza del sistema. Facendo crescere gradualmente la accensione, le oscillazioni si innescano non appena è raggiunta la saturazione della corrente di griglia. Da tale momento la potenza irradiata cresce rapidamente con l'aumentare della temperatura del filamento, fino a raggiungere un massimo ben definito; un ulteriore aumento della temperatura del filamento, porta ad una rapida diminuzione dell'efficienza e finalmente al disinnesco delle oscillazioni.

Naturalmente, lo studio dei tubi ha proceduto parallelamente a quello dei circuiti. La grossezza del filamento, il diametro e il passo della spirale di griglia, nonchè la lunghezza delle placche e delle griglie, furono successivamente variati, fino ad ottenere i migliori risultati. Fu anche studiato l'importante particolare di una buona sospensione degli elettrodi e mi spiace di non aver ora il tempo di addentrarmi in tutti questi particolari.

La potenza irradiata da una unità del trasmettitore è stata misurata ponendo tutto l'apparecchio, eccettuati l'aereo e la sua linea di

alimentazione (*feeder*), in un calorimetro e rilevando le curve di temperatura col trasmettitore in regime di oscillazione, poi con le oscillazioni disinnescate, e mantenendo costanti tutte le correnti. Risultati attendibili, ottenuti con questo metodo, indicano una potenza irradiata di circa 3,5 watt. La potenza assorbita dal filamento è di circa 30 watt, quella assorbita dalla griglia di circa 25 watt; il rendimento totale risulta quindi del 6 % ed aumenta al 14 %, se si tien conto della sola potenza assorbita dalla griglia.

Un aumento notevole nella potenza irradiata dal trasmettitore fu raggiunto adoperando varie unità trasmettenti in parallelo, con i loro aerei disposti in linea e distanti fra loro in modo da assicurare il massimo effetto direttivo. Tali unità trasmittenti si poterono mantenere elettricamente in fase, collegando due a due i circuiti sintonizzati esterni di filamento dei trasmettitori adiacenti, per mezzo di opportune connessioni di fase lunghe 1,5 volte la lunghezza d'onda. In fig. 3 è mostrata schematicamente la disposizione di due oscillatori in parallelo. E' da notare che alcuni condensatori sono posti nei punti di massima corrente, allo scopo di permettere la regolazione indipendente della corrente di accensione del filamento di ciascuna valvola: lo stesso principio si applica nel caso di quattro trasmettitori.

*

Vi sono varî metodi per ottenere la modulazione nel nuovo trasmettitore. I metodi principali sono quelli basati sulla sovrapposizione della modulazione all'alta tensione continua di griglia, ovvero alla tensione negativa di placca. Ma vi sono molti altri metodi, basati ad esempio sull'azione modulatrice in un circuito bilanciato (*push-pull*) di placca o di griglia o anche in un circuito bilanciato fra due unità trasmettenti. Tutti questi metodi furono sperimentati e le particolari caratteristiche di ognuno di essi accertate: ma in definitiva fu adottata la modulazione di placca, almeno provvisoriamente, per la sua semplicità.

Nel caso di varie unità trasmittenti, funzionanti in fase, tutti i circuiti di placca sono collegati in parallelo e sono quindi modulati simultaneamente. L'impedenza placca-filamento di una unità trasmittente alla frequenza di 1000 hertz è stata misurata ed è stata trovata pari a 2500 ohm. Su tale valore è stato basato il progetto del trasformatore di modulazione.

*

Durante le ricerche si è anche dovuto prendere in seria considerazione il problema della misura della frequenza e della costruzione di un adatto ondametro. In principio, quando si usava ancora il circuito a fili di Lecher fra placca e griglia, era stato trovato assai sodisfacente accoppiare al trasmettitore un ondametro, anch'esso a fili di Lecher. Le misure erano eseguite osservando l'effetto di trascinamento esercitato dall'accoppiamento sulle correnti di alimentazione.

Tale sistema fu messo da parte non appena fu possibile avere una potenza maggiore.

Furono allora adoperate sensibili termocoppie, necessariamente di alta resistenza, poste al centro di un dipolo costituito da due sbarre rettilinee, collegate ai terminali della termocoppia; ma con tale dispositivo l'accordo è poco netto e la frequenza riesce quindi mal definita. Grazie agli ulteriori aumenti conseguiti nella potenza irradiata dal nuovo trasmettitore è stato possibile sostituire alla termocoppia ad alta resistenza quella di un normale amperometro Weston da 125 milliampere, la cui bassa resistenza consente di ottenere un accordo molto più acuto.

Il nostro attuale ondametro, che è anche indicatore di irradiazione, porta il milliamperometro Weston al centro di un aereo ricevente a dipolo, provveduto di grandi capacità terminali in forma di dischi relativamente grandi. Naturalmente la lunghezza totale del dispositivo che assicura l'accordo è minore di quella che sarebbe necessaria con un dipolo rettilineo senza dischi terminali. Essa è soltanto di 8 cm, invece di 28 cm, nel caso di onde di 60 cm di lunghezza; e ciò assicura un notevole aumento di sensibilità e selettività.

L'ondametro permette di misurare la lunghezza delle onde irradiate con l'approssimazione di un millimetro, se si accoppia ad esso un sistema di due fili di Lecher, che, regolato sull'accordo, porta praticamente a zero le oscillazioni indotte. L'ondametro, così tarato, si usa altresì come indicatore di irradiazione per la regolazione della trasmissione e della modulazione.

Dopo aver accertato il comportamento del nuovo circuito, si cercò di determinare, se esso permetteva la produzione di onde più corte, cioè dell'ordine di 40, 30 o 20 cm. Per prima cosa fu osservato che, variando proporzionalmente tutte le dimensioni dei circuiti esterni, e regolando nuovamente le tensioni applicate, i nostri tubi permettevano la generazione di tutte le lunghezze d'onda comprese fra 80 e 50 cm, con uguale efficienza. Al di sotto dei 50 cm, l'accordo del circuito di placca diventava molto incerto e il rendimento cadeva rapidamente.

Sembrava pertanto che, col normale tipo di triodo usato, il circuito di placca, per lunghezze d'onda così corte, funzionasse come uno dei nostri ondametri normali a dischi, in cui le capacità terminali fossero sproporzionate alla lunghezza della sbarra che le congiunge.

Per verificare l'esattezza di tale deduzione, fu costruita una serie di triodi, con gli elettrodi più piccoli e più corti, e con essi fu possibile ottenere la generazione di tutte le onde, comprese nella gamma fra 55 e 35 cm, con efficienza pari a quella ottenuta con le valvole del tipo precedente. E' interessante notare, che, mentre con l'uno o con l'altro tipo di triodo, la elevata tensione di griglia e il potenziale negativo della placca dovevano essere aumentati al diminuire della lunghezza d'onda, la stessa lunghezza d'onda, ad esempio di 55 cm, poteva essere prodotta con un massimo di potenza, con ciascun tipo di valvola, ma con un potenziale di griglia, nel caso delle valvole più piccole, inferiore a quello usato per le valvole normali (impiegate di regola su circa 60 cm di lunghezza d'onda).

*

L'idea di adottare un sistema, basato sull'impiego di varie unità di riflettori affiancate, seguì logicamente quella dell'attuazione di unità trasmittenti del tipo descritto. I vantaggi derivanti dalla possibilità di porre l'una accanto all'altra le varie unità funzionanti in fase, per

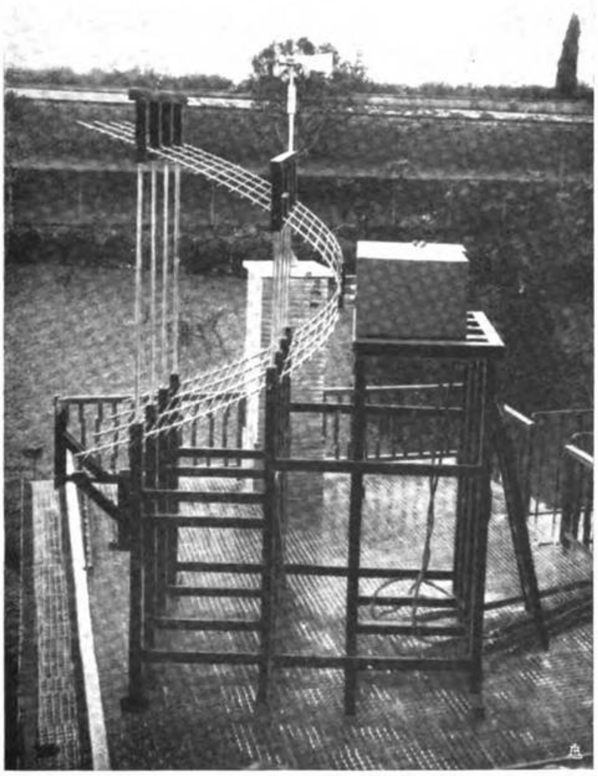


Fig. 4. — Apparati trasmittente e ricevente della Città del Vaticano.

aumentare la potenza della stazione trasmittente, sarebbero stati in parte perduti, ove lo stesso metodo non fosse stato esteso alle varie unità del riflettore.

Dopo aver studiato il tipo di trasmettitore multiplo, decidemmo di adottare, almeno per cominciare, i noti riflettori cilindrici parabolici. Di tali tipi di riflettori possedevamo considerevole esperienza e il loro progetto fu facile.

Tuttavia l'elevato rendimento che si notò sperimentando su sistemi di sbarre riflettenti libere ai loro estremi, in luogo di fili o sbarre sostenuti da isolatori terminali, portò ben presto ad uno speciale tipo di costruzione (a spina di pesce), in cui ciascuna sbarra riflettente è sostenuta nel suo punto di mezzo da un tubo di rame piegato secondo una curva parabolica. La fig. 4 dà un'idea della costruzione di questo tipo di riflettore e del modo di montare varie unità l'una accanto all'altra, così da formare un riflettore multiplo. Il tipo

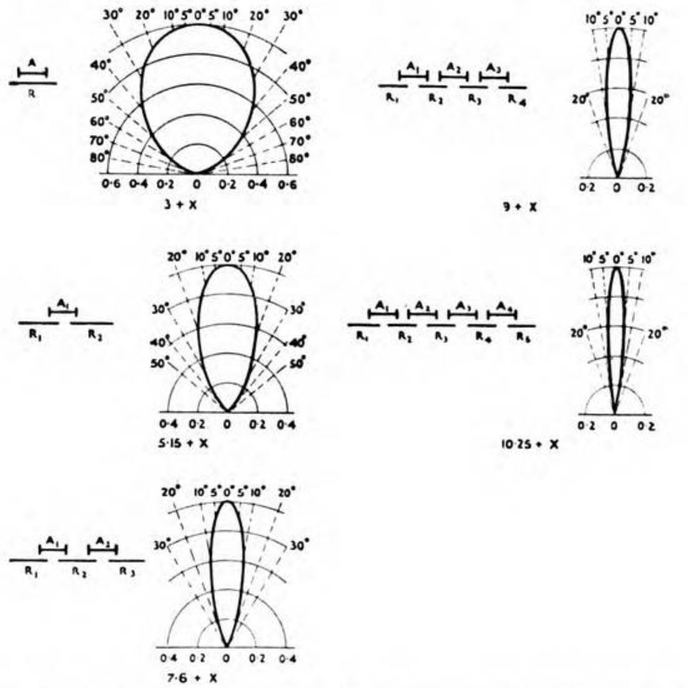


Fig. 5. — Diagrammi di radiazione. Le espressioni (in decibel) riportate sotto ciascun diagramma indicano il guadagno.

prescelto è di costruzione economica e presenta importanti vantaggi anche per la poca presa offerta al vento.

L'apertura del riflettore fu fissata di tre lunghezze d'onda, poichè sapevamo già per esperienza, che con tale tipo di riflettore c'è poco da guadagnare, aumentando l'apertura. La distanza focale del riflettore fu scelta pari ad un quarto della lunghezza d'onda adoperata.

La distanza fra le singole sbarre del riflettore fu determinata in conseguenza della opportunità di affiancare varie unità trasmittenti e vari riflettori ad una reciproca distanza capace di assicurare il massimo effetto direttivo, senza produzione di fasci secondari troppo ampi od intensi e perciò nocivi.

La distanza critica risultò di tre quarti di lunghezza d'onda. In conseguenza di ciò la necessità di evitare il contatto fra le aste di due riflettori contigui fissava la lunghezza massima di esse e quindi anche il passo fra le aste di un medesimo riflettore, essendo questi due fattori interdipendenti.

Mentre l'aggiunta di due riflettori laterali ai due lati di un riflettore centrale, eccitato da un unico oscillatore, non portò alcun vantaggio sensibile, si osservò per contro un notevole aumento della potenza irradiata, ponendo il dipolo trasmittente non già al centro di un riflettore, bensì sulla linea congiungente i fuochi di due riflettori adiacenti. Nel caso di un trasmettitore multiplo, questo metodo di eccitare ad esempio tre riflettori con due dipoli trasmittenti (assicurando così la simultanea eccitazione del riflettore di centro con due oscillatori) offre un nuovo mezzo per mantenere in fase le oscillazioni delle singole unità del trasmettitore. In tal caso l'accordo del circuito esterno di filamento è assai importante e la regolazione di esso è critica.

Col dispositivo ora descritto, formato da unità trasmittenti e unità riflettenti, molte altre combinazioni sono possibili; a ciascuna di esse corrisponde un diverso valore della potenza di radiazione che può quindi rendersi variabile entro ampî limiti.

In fig. 5 sono mostrate alcune possibili disposizioni: il caso semplice di un dipolo trasmittente posto al centro di un unico riflettore; il caso di un trasmettitore fra due riflettori; la disposizione normalmente adottata e costituita da due trasmettitori con tre riflettori; e così di seguito. La fig. 10 (che si riporta più innanzi) mostra la disposizione di quattro trasmettitori con cinque riflettori. Per ciascuna disposizione è stato tracciato in fig. 5 il corrispondente diagramma polare di radiazione orizzontale; i valori indicati in decibel rappresentano il guadagno dovuto all'accrescimento del potere direttivo, per effetto della opportuna combinazione di più unità trasmittenti e riflettenti. Ad essi deve aggiungersi il guadagno X dovuto all'azione direttiva del riflettore nel piano verticale, che è dell'ordine di 8 decibel.

*

Le prime prove di ricezione a piccola distanza dimostrarono che, come per il trasmettitore, così anche per il ricevitore i circuiti basati sul collegamento placca-griglia a mezzo di fili di Lecher non erano adatti. Il tempo impiegato per studiare le possibilità di tale tipo di circuito non fu peraltro perduto; poichè, oltre all'esperienza fatta col nuovo sistema di sintonizzare un ricevitore a mezzo di regolazione di resistenze e di letture di voltmetri e milliamperometri, gli esperimenti preliminari ci permisero di fare le seguenti importanti osservazioni.

Fu rilevato, che i nuovi tubi trasmittenti da noi costruiti erano assai poco efficienti in ricezione: il che fece cadere la supposizione, più o meno generalmente accettata, che, con i circuiti del tipo Barkhausen, le stesse valvole siano adatte tanto per la trasmissione quanto per la ricezione. In contrasto con quanto era stato osservato per la trasmissione, si accertò che gli elettrodi attivi dei tubi erano le placche e pertanto queste dovevano essere connesse all'aereo, invece delle

griglie. Si constatò inoltre, che il miglior mezzo per assicurare l'accordo era quello di variare in modo opportuno le tensioni di griglia, di filamento e di placca più o meno simultaneamente, e che il dispositivo non sarebbe perciò stato di utilità pratica, se i varî circuiti non fossero stati forniti di strumenti di misura.

In vista dei risultati ottenuti nelle prove preliminari, il circuito con fili di Lecher fra placca e griglia fu definitivamente scartato e fu costruito un ricevitore con gli stessi criteri del nuovo trasmettitore,

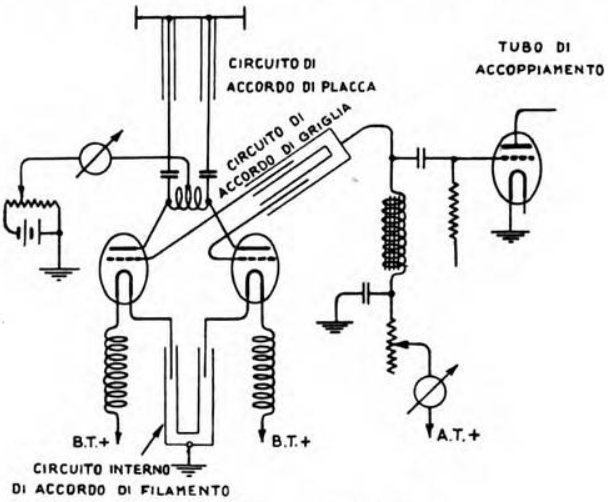


Fig. 6. — Schema del ricevitore.

cioè con circuiti accordati di placca, di griglia e di filamento interni ed esterni. I risultati ottenuti col nuovo ricevitore furono molto soddisfacenti.

Tuttavia in principio non fu rilevata l'esistenza di un accoppiamento troppo stretto fra il circuito di placca e il circuito di griglia e non fu quindi possibile ottenere il grande vantaggio ricavabile dall'accordo dei circuiti di placca e di filamento (interno). Conseguentemente i tipi di ricevitore, usati nelle esperienze preliminari, non erano provvisti di accordo di griglia e di filamento interno. La regolazione elettrica del ricevitore risultò alquanto critica, ma tale inconveniente venne in gran parte superato mediante l'uso di speciali resistenze, variabili molto finemente in relazione al movimento, piuttosto ampio, delle rispettive manopole di comando. In fig. 6 è rappresentato schematicamente il nostro ultimo tipo di ricevitore.

*

Numerose prove di portata e varie dimostrazioni ufficiali sono state eseguite; ciascuna di esse ha confermato le utili proprietà delle microonde per le comunicazioni a distanza.

La prima dimostrazione fu data ai rappresentanti del Ministero italiano delle Comunicazioni ai primi di ottobre 1931 fra Santa Margherita Ligure e Sestri Levante, alla distanza di circa 18 km attraverso il mare. Il trasmettitore, consistente in due unità irradianti, con quattro unità riflettenti, era installato a Santa Margherita sulla terrazza di una villa privata, ad una altezza di 50 m sul mare. Il ricevitore, che era del nostro primo tipo, senza accordo di placca e di filamento e senza polarizzazione di placca variabile a frequenza ultraacustica, era installato su di una piccola torre di segnalazione a Sestri Levante, ad una altezza di 70 m sul livello del mare. L'altezza delle due stazioni era tale da permettere una visuale ottica di circa 39 km; cioè di poco più del doppio della distanza a cui le prove venivano eseguite.

Il 29 ottobre 1931 una seconda dimostrazione ebbe luogo fra le stesse posizioni, in presenza degli stessi rappresentanti, con un ricevitore perfezionato, munito cioè di tensione anodica variabile a frequenza ultraudibile; fu anche provata la pratica possibilità di impiegare un sistema soppressore di onda portante, comandato dalla modulazione. La terza dimostrazione ebbe luogo il 19 novembre 1931, con la stessa stazione sperimentale trasmittente, fra Santa Margherita e Levanto, alla distanza di circa 36 km, quasi interamente attraverso il mare. Il ricevitore a Levanto era installato sulla terrazza di una villa privata all'altezza di 110 m sul livello del mare. La somma delle altezze delle due stazioni era di 160 metri, il che permetteva la visuale diretta ad una distanza di circa 44 km, superiore del 20 % a quella effettivamente coperta. Intervennero i rappresentanti del Governo e della stampa.

E' assai interessante notare che, quantunque gli apparecchi fossero gli stessi già adoperati nella precedente prova fra Santa Margherita Ligure e Sestri Levante, l'aumentata distanza da km 18 a km 36 circa portava una piccolissima differenza nella intensità dei segnali ricevuti.

Successivamente, il 6 aprile 1932, ebbe luogo una dimostrazione in duplex fra Santa Margherita e Sestri Levante. Scopo dell'esperienza era la prova di un nuovo modello di trasmettitore, dotato di apparato terminale telefonico a due fili, nonchè la dimostrazione della possibilità pratica e dei vantaggi di far lavorare trasmettitore e ricevitore nel medesimo riflettore. La dimostrazione fu data alla presenza di esperti del Governo e di rappresentanti di Università italiane, nonchè del direttore della Radiostazione Vaticana, P. Gianfranceschi. In quella occasione furono descritti gli apparecchi e si mantennero per varie ore eccellenti comunicazioni in duplex.

*

Dopo la dimostrazione in duplex fra Santa Margherita e Sestri Levante, le autorità del Vaticano decisero di adottare il nuovo sistema per le comunicazioni telefoniche fra la Città del Vaticano ed il Palazzo Apostolico di Castel Gandolfo, presso Roma. L'impianto è di grande interesse, perchè la distanza fra i due punti da collegare,

circa 20 km, è interamente attraverso terra, ed anche perchè la libera visione fra di essi è ostacolata da alberi nei giardini vaticani e sul Gianicolo.

Non avendo precedente esperienza di simili condizioni, fu deciso di accertare sperimentalmente le pratiche del collegamento. A



Fig. 7. — Veduta di fronte dei pannelli di comando e di allacciamento degli apparati della Città del Vaticano.

tale scopo fu montato nella Città del Vaticano un piccolo trasmettitore sperimentale, con un unico riflettore, ed un ricevitore del tipo normale, con una sola unità riflettente, venne installato al Collegio di Mondragone presso Frascati, donde era perfettamente sgombra la visuale diretta verso il trasmettitore. Il ricevitore fu portato in seguito a Castel Gandolfo.

Le prove ebbero luogo verso la fine di aprile 1932 e diedero ottimi risultati. I segnali erano ricevuti con grande intensità a Mondragone e solo leggermente più deboli a Castel Gandolfo, non lasciando alcun dubbio sulla possibilità del collegamento progettato, sebbene l'ubicazione delle due stazioni potesse sembrare non del tutto

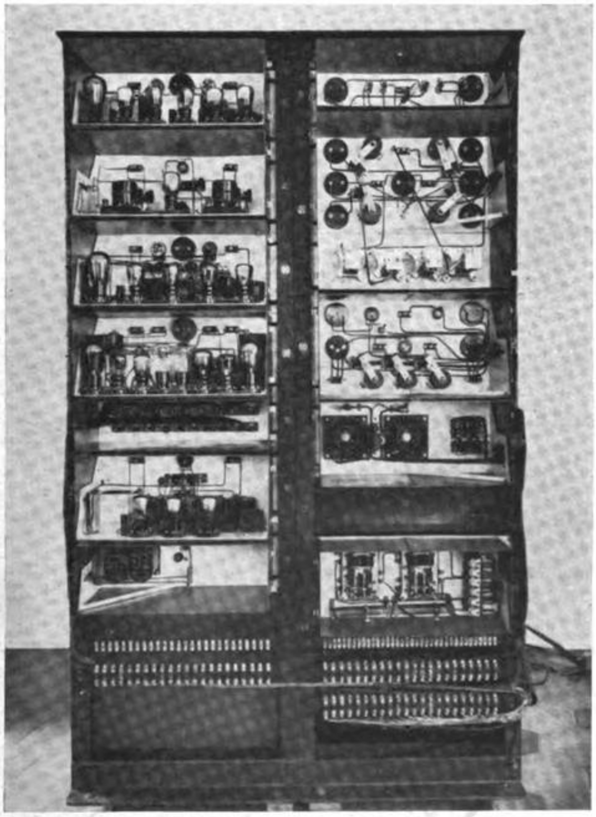


Fig. 8. — Veduta posteriore dei pannelli di comando e di allacciamento degli apparati della Città del Vaticano.

favorevole. E' anche da rilevare che, per raggiungere Mondragone, le onde elettriche dovevano passare attraverso le torri e gli aerei della stazione ultrapotente della Società Italo Radio a Terranova.

Il 26 aprile 1932 S. S. Pio XI si degnò assistere ad una dimostrazione del funzionamento dei nuovi apparecchi. Alla fine del novembre scorso le installazioni di tale primo collegamento pratico su

lunghezza d'onda al disotto di un metro, furono eseguite e provate e, in attesa della inaugurazione ufficiale, hanno già dato ottimi risultati.

La fig. 4 mostra il trasmettitore e il ricevitore che lavorano nel medesimo riflettore installato in prossimità della Radiostazione del Vaticano. La fig. 7 mostra il pannello di comando a distanza del trasmettitore e del ricevitore e quello dell'equipaggiamento necessario per allacciare i nuovi apparecchi con le ordinarie linee telefoniche. La fig. 8 presenta la vista posteriore dei medesimi pannelli.

*

Allo scopo di eseguire prove a maggiore distanza fu costruito un trasmettitore di quattro unità, con riflettore a cinque unità, che costituisce il più potente trasmettitore di microonde finora impiegato. Esso induce 30 mA nell'ondametro ad una distanza di 12 m, cioè a 21 lunghezze d'onda dall'apertura del riflettore. In fig. 9 è rappresentato il trasmettitore sperimentale e in fig. 10 sono raffigurate le quattro unità trasmittenti.

Nel luglio di quest'anno, uno dei nostri ricevitori normali, con una sola unità riflettente, fu installato sul ponte a poppa del panfilo « Elettra ». Furono eseguite prove preliminari con la nuova stazione trasmittente, installata a Santa Margherita Ligure.

Esse dimostrarono che, quantunque la distanza ottica corrispondente alla piccola altezza delle stazioni di Santa Margherita e della nave fosse di solo 27 km, i segnali erano ancora percettibili alla distanza di circa 52 km, quindi assai al di là della portata ottica e nonostante la interposta curvatura terrestre. I segnali cominciavano a perdere intensità in modo apprezzabile a circa 20 km da Santa Margherita, cioè prima di raggiungere il limite ottico; ma al di là di tale distanza, essi diminuivano di intensità solo gradualmente, fino a non essere più percettibili. Oltre 41 km i segnali mostravano una profonda evanescenza, che di tanto in tanto li faceva sparire completamente. Alla distanza di 33 km la parola era ancora comprensibile al 90 %, ma da 37 km fino alla distanza a cui i segnali sparivano, solo i segnali Morse erano intelligibili.

*

Alla fine del luglio 1932 l'impianto della stazione di Santa Margherita fu trasportato all'Osservatorio Sismografico di Rocca di Papa, posto a circa 19 km a sud di Roma, all'altezza di 750 m sul livello del mare e a 24 km circa dalla costa.

Il 2 agosto buone conversazioni in duplex furono stabilite fra la nuova stazione sperimentale e l'« Elettra », ancorato dinanzi ad Ostia, ad una distanza cioè di circa 29 km. In tale occasione la stazione di Rocca di Papa trasmetteva su onde di 57 cm e quella dell'« Elettra » su onde di 26 m.

Il 3 agosto, il panfilo dovette lasciare Ostia e dirigersi verso il porto di Civitavecchia a causa del cattivo tempo. Durante il viaggio vennero eseguite prove di propagazione e, allo scopo di mantenere il fascio d'irradiazione diretto sulla nave, il riflettore di Rocca di Papa veniva girato di 5 gradi verso est di mezz'ora in mezz'ora.

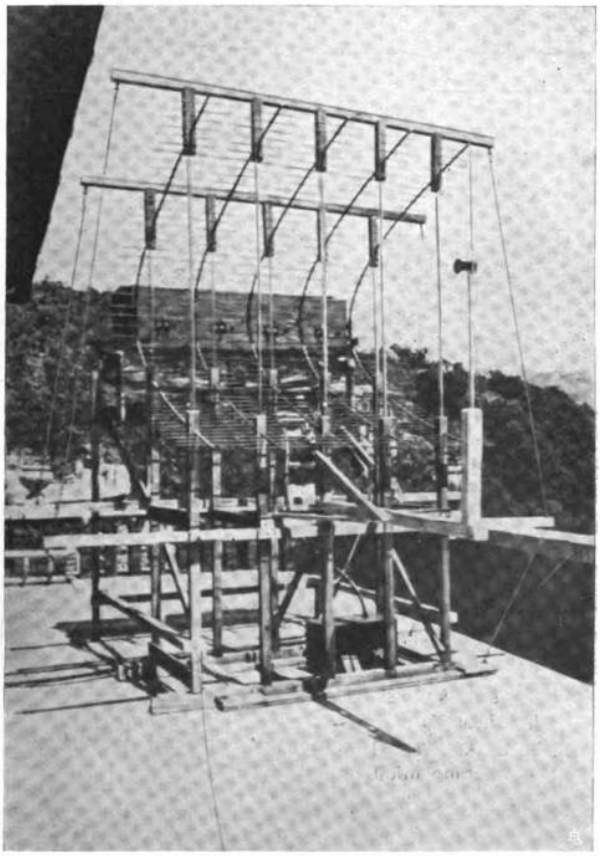


Fig. 9. — Gruppo di quattro unità trasmittenti con cinque riflettori.

Ottimi segnali furono così ricevuti sull'« Elettra » fino ad una distanza di 85 km. A tale distanza la intensità del segnale diminuiva notevolmente, ma rimaneva perfettamente udibile, nonostante la presenza di colline, che mascheravano completamente la posizione della stazione trasmittente. I segnali si perdevano soltanto ad una distanza di 90 km, cioè quando, all'entrata del porto di Civitavecchia, il ri-

flettore del ricevitore non poteva più essere mantenuto in direzione di Rocca di Papa.

Il 6 agosto l'« Elettra », con a bordo i rappresentanti del Governo italiano, si poneva in rotta sulla congiungente Rocca di Papa-Golfo Aranci (Sardegna) allo scopo di studiare la propagazione delle microonde a distanza relativamente grande. Le prove furono iniziate, quando il panfilo era a 63 km da Rocca di Papa, con eccellenti comunicazioni telefoniche in duplex e con segnali assai forti da entrambe le estremità del collegamento. A circa 107 km era ancora possibile una buona comunicazione in duplex, cioè già a circa 10 km oltre la portata ottica; ma poco dopo i segnali perdettero rapidamente la loro intensità: divennero assai variabili, con lenta e profonda evanescenza, fino a che ad una distanza di 150 km essi non poterono essere percepiti che di tanto in tanto

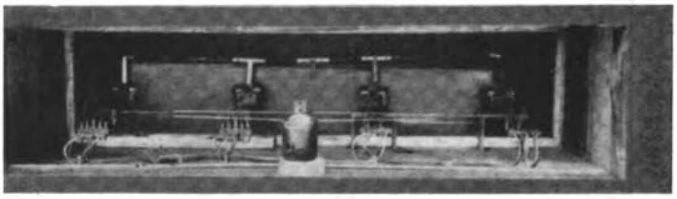


Fig. 10. — Gruppo di quattro unità trasmittenti in fase.

L'ascolto, naturalmente, continuò malgrado tali cattive condizioni di ricezione; e alla distanza di 161 km l'intensità media dei segnali aumentò improvvisamente e raggiunse in breve tempo la stessa intensità osservata alla distanza di 85 km. Questa ripresa dei segnali durò fino a che fu raggiunta la distanza di 185 km, oltrepassata la quale essi tornarono ad essere rapidamente evanescenti, assumendo lente, profonde variazioni, e furono percepiti per l'ultima volta alla distanza di 203 km.

Il 10 agosto la importante prova a distanza fu ripetuta. Sui primi 130 km i risultati si ripeterono come nella prima prova; ma al di là di tale distanza essi risultarono diversi nel modo seguente:

1°) I segnali invece di divenire evanescenti con rapidità fino a giungere alla completa scomparsa, assumevano a partire dalla distanza di 132 km la caratteristica di una lentissima e profonda evanescenza, ma mantenevano intensità media quasi costante fino a 203 km da Rocca di Papa.

2°) A tale distanza, invece di perdersi repentinamente, i segnali mantenevano l'evanescenza lenta e profonda, con una progressiva diminuzione dell'intensità, fino a divenire di tanto in tanto impercettibili. La loro intercettazione fu per l'ultima volta possibile alla distanza di 224 km da Rocca di Papa.

L'« Elettra » arrivò la stessa notte a Golfo Aranci e la mattina dopo l'apparecchio ricevente fu sbarcato ed installato sul Semaforo a

Capo Figari a 340 m sul livello del mare. La stazione di Rocca di Papa venne invitata ad iniziare nuovamente la trasmissione alle ore 16. Avemmo allora la grande soddisfazione di ricevere i suoi segnali quasi immediatamente.

Le prove proseguirono fino a mezzanotte. I segnali risultarono affetti da evanescenza lenta e profonda, come già era stato osservato a bordo. Fu tuttavia possibile di tanto in tanto ricevere, con perfetta intelligibilità, la parola, mentre i segnali nei periodi sfavorevoli divenivano, per ogni scopo pratico, inaudibili. La loro intensità media sembrava migliore prima del tramonto che dopo.

La distanza fra Rocca di Papa e Capo Figari è di 269 km, mentre la distanza ottica, considerata l'altezza delle due località, è di circa 116 km. E' interessante aggiungere che a Capo Figari l'angolo di ricezione fu varie volte misurato inclinando il riflettore e fu trovato che le onde emesse da Rocca di Papa raggiungevano la stazione sperimentale ricevente in direzione orizzontale.

*

In conclusione ritengo di poter dire che con queste esperienze sono state investigate per la prima volta alcune delle pratiche possibilità di una gamma di onde elettriche finora inesplorata, ed è stata creata una nuova tecnica, suscettibile di estendere considerevolmente il già vasto campo delle applicazioni delle onde elettriche alle radiocomunicazioni.

L'uso pratico delle microonde nel collegamento della Città del Vaticano con Castel Gandolfo costituisce il primo esempio di quello che sarà, a mio parere, un nuovo ed economico mezzo di sicure comunicazioni per via radio, esenti da disturbi elettrici, assai adatte per il servizio fra isole e continenti ed in genere fra luoghi non troppo distanti fra loro.

Il nuovo sistema non risente della presenza di nebbia ed offre un alto grado di segretezza, principalmente per le sue qualità direttive.

I suoi usi strategici, in caso di guerra, sono evidenti; evidente è il suo pratico valore per la marina e per l'aeronautica, poichè le comunicazioni possono essere limitate ad una qualsiasi desiderata direzione. Inoltre il fatto, che la portata delle microonde appare limitata, offre altri vantaggi per le applicazioni militari e riduce grandemente la possibilità di mutua interferenza fra stazioni distanti.

Debbo aggiungere tuttavia, che in merito alla limitata portata di tali microonde, l'ultima parola non è stata ancora detta. Risulta infatti dalle prove descritte, che esse possono propagarsi intorno ad una porzione della superficie terrestre a distanze maggiori di quelle previste in base alla sua curvatura. A tal proposito non posso fare a meno di ricordare che nel 1901, proprio quando riuscii per primo a provare, che le onde elettriche potevano essere trasmesse e ricevute attraverso l'Oceano Atlantico, insigni matematici erano di opinione,

che la distanza raggiungibile dalle onde elettriche sarebbe stata limitata a non più di circa 300 km (3).

In ogni caso il nuovo sistema è ora utilizzabile per sostituire vantaggiosamente le segnalazioni ottiche in tutte le loro applicazioni a grande distanza, come ad esempio tra semafori lungo le coste e tra fortificazioni costruite lungo una frontiera. In generale esso sarà molto vantaggioso in quei casi, in cui la costruzione di un ordinario collegamento a piccola distanza con cavo telefonico sia difficile o troppo costosa.

Altre applicazioni, come quelle relative alla radiodiffusione circolare ed alla televisione, sono attualmente allo studio ed io sono sicuro, che la ricerca di nuovi campi di applicazione per queste onde elettriche, finora inutilizzate, promuoverà grandi progressi nei metodi e negli apparecchi della radiotecnica.

---

(3) H. M. Poincaré: Notice sur la télégraphie sans fil. - Annuaire pour l'an 1902 du Bureau des Longitudes, Paris, 1902.

MISURE SIMULTANEE DI CORRENTE, TENSIONE E FASE ALLE ALTE FREQUENZE

UGO RUELLE

Si descrive un apparecchio per la misura simultanea, con il metodo dei tre amperometri, di correnti, tensioni e fasi alle alte frequenze. Si danno esempi di applicazioni dell'apparecchio stesso.

1. - Generalità.

Sono ben note ad ogni radiotecnico le difficoltà di varia natura, che si oppongono alla effettuazione di soddisfacenti misure di potenza alle alte frequenze. I metodi fino ad oggi usati, per esempio, nel collaudo di stazioni radiotrasmittenti, non sono soltanto laboriosi, ma anche, notoriamente, poco precisi.

Poichè in questi ultimi tempi sono stati messi in commercio amperometri a termocoppie, specialmente studiati per le radiofrequenze, si è voluto provare se tali strumenti sono abbastanza precisi da permettere una applicazione del metodo classico dei tre amperometri alle misure simultanee di corrente, fase e tensione, e, quindi, di potenza.

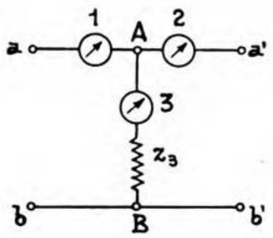


Fig. 1. — Schema di principio dell'apparecchio di misura.

E' noto il principio, assai semplice, del metodo:

Supponiamo applicata fra a e b (fig. 1) la f. e. m. agente e fra a' e b' l'apparecchio utilizzatore. Se le tensioni e le correnti possono essere considerate sinusoidali, la lettura simultanea dei tre amperometri 1, 2 e 3 permette di costruire il triangolo vettoriale delle correnti; nota la fase di una di esse sono immediatamente note le fasi delle altre due.

E' da osservare, che, per le misure di fase, è sufficiente che gli amperometri, anche se danno indicazioni non esatte, abbiano tutti lo stesso errore relativo; basta cioè che due di essi siano tarati sul terzo. La fase di riferimento, che in generale è quella della corrente

nel ramo 3, può essere definita a priori, facendo per esempio sì che z_3 si comporti come una resistenza ohmica, o come una reattanza pura.

Per le misure di potenza, anzichè calcolare la tensione V ai morsetti $A\,B$ per mezzo del prodotto $z_3\,I_3$ (metodo Fleming) sembra preferibile, per evitare gli errori e le difficoltà inerenti alla misura di z_3 a frequenze molto elevate, effettuare una taratura voltometrica dell'apparecchio, nel modo che sarà in seguito indicato. Il valore della potenza P ai morsetti $A\,B$ si avrà così mediante il prodotto di V per I_2 e per il coseno dell'angolo φ_2 di cui questa è sfasata rispetto a quella.

Noto in grandezza ed in fase il vettore rappresentativo della corrente I_3 attraverso la z_3, le condizioni per una buona misura della fase che interessa (e quindi anche della potenza) sono quelle che debbono essere soddisfatte affinchè sia possibile determinare con esattezza la posizione del vertice comune ai vettori I_1 ed I_2, rappresentativi delle correnti che attraversano gli strumenti 1 e 2, nel triangolo $I_1\,I_2\,I_3$. La precisione massima si ha per una intersezione ad angolo retto ($I_1^2 + I_2^2 = I_3^2$); le condizioni più sfavorevoli corrispondono invece ad una intersezione mal definita (angolo fra I_1 ed I_2 prossimo a 0° oppure a 180°).

Se la precisione con la quale si misurano le correnti potesse rimanere costante entro limiti assai ampi, sarebbe, in alcuni casi, possibile soddisfare alle condizioni di ottimo per valori dell'angolo di fase da misurare compresi entro un intervallo assai esteso. Nel caso di z_3 reattiva pura (positiva o negativa), si potrebbe, per esempio, variando il modulo di essa z_3 e la tensione ai morsetti $a\,b$, mantenere costante I_2 e fare in modo che l'intersezione fra I_1 ed I_2 avvenisse ad angolo retto, per I_2 comunque in anticipo (z_3 induttiva pura) od in ritardo (z_3 capacitiva pura) sulla tensione ai morsetti $A\,B$.

Ma gli amperometri che si usano, del tipo termico, danno indicazioni poco attendibili al principio della scala; d'altra parte, come vedremo in seguito, non sembra conveniente l'uso simultaneo di strumenti di portata molto diversa. Sembra perciò buona norma fare in modo che il rapporto fra due qualunque delle tre correnti sia compreso tra 0,5 e 2.

Con tale limitazione, si vede che, nel caso di z_3 reattiva pura, si può soddisfare alle condizioni di ottimo per valori dell'angolo di fase φ_2, della corrente I_2 rispetto alla tensione ai morsetti $A\,B$, compresi fra 30° e 60° in anticipo (z_3 induttiva) oppure in ritardo (z_3 capacitiva).

Per valori di φ_2 compresi fra + 30° e — 30°, pur senza essere nelle condizioni migliori, si possono comunque effettuare buone misure con la z_3 reattiva di natura opportuna. Così pure per valori di φ_2 che non superino di troppo i 60°. Per φ_2 superiori a 75° ÷ 80° conviene invece ricorrere a z_3 che presentino una componente resistiva. Sarebbe evidentemente buona pratica scegliere caso per caso il giusto fattore di potenza di z_3; converrebbe per esempio, per la misura di angoli di fase in forte ritardo, poter disporre di una I_3 in anticipo di un angolo di circa 60°. Non è da escludere che possa attuarsi un

circuito di riferimento a costanti variabili, bene e stabilmente tarato; la soluzione più semplice, che consiste nel disporre di una z_2 ohmica pressochè pura, può tuttavia ritenersi assai soddisfacente.

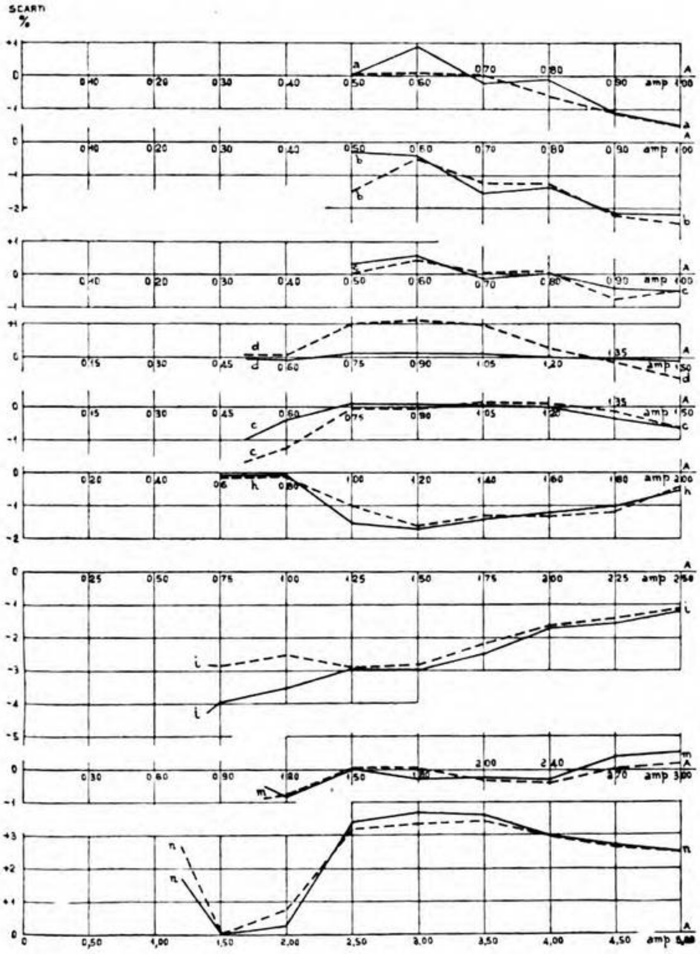
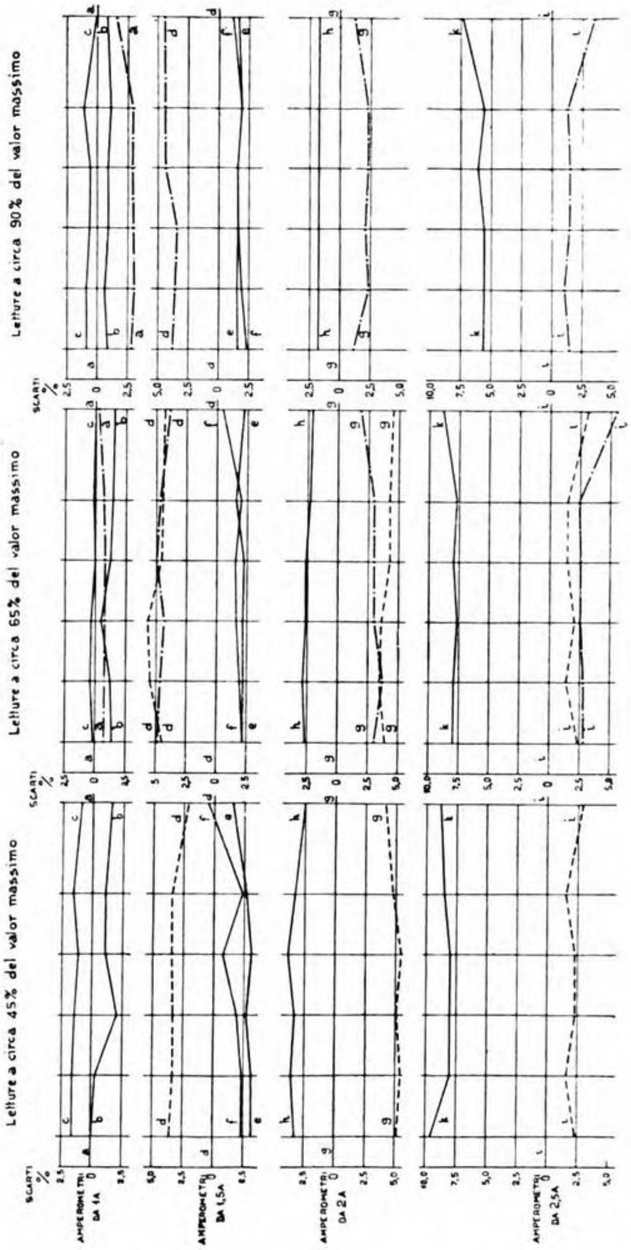


Fig. 2. — Confronti di termoamperometri con uno strumento elettrodinamico di alta precisione.

——— alla frequenza di 50 Hz ------ alla frequenza di 500 Hz.

Giova ancora osservare che, mentre le misure di fase non presentano altre difficoltà oltre quelle sopra elencate, perchè esse possono effettuarsi con correnti di valore anche diverso da quello di re-


Letture a circa 90% del valor massimo
Letture a circa 65% del valor massimo
Letture a circa 45% del valor massimo
SCARTI %
AMPEROMETRI DA 1 A
AMPEROMETRI DA 1,5 A
AMPEROMETRI DA 2 A
AMPEROMETRI DA 2,5 A

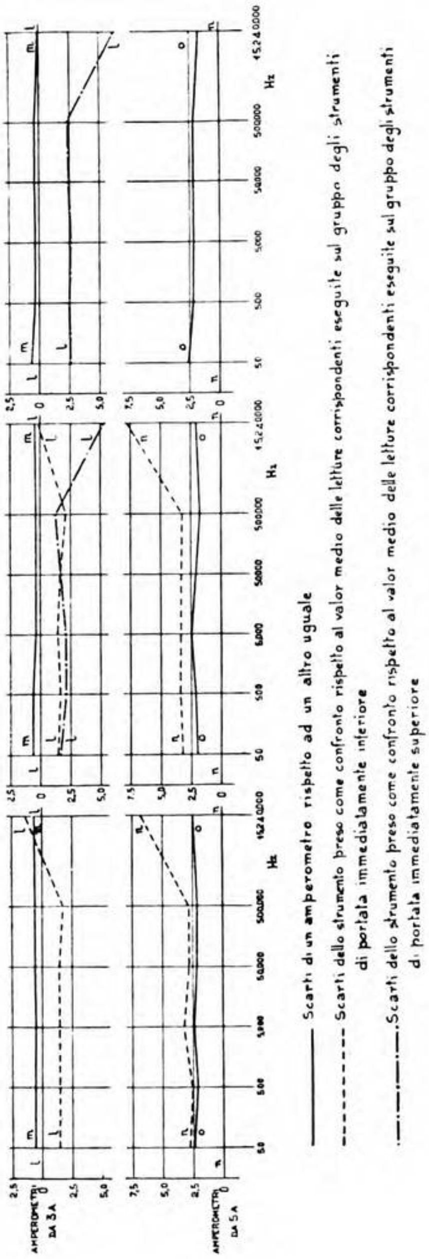


Fig. 3. — Confronti fra termoamperometri a sei differenti frequenze.

gime, l'inserzione dello strumento fra generatore ed utente può, nel caso di misure effettive di potenza, dar luogo a complicazioni. Con una z_3 ohmica, si ha infatti un consumo, che per le ragioni sopra accennate non può essere molto piccolo; con una z_3 reattiva, se si vuole che la I_2 (utente) abbia il valore di regime, può essere necessario imporre per I_1 (generatore) un valore che sia troppo differente da quello normale. L'insieme « generatore-strumento-utente » costituisce tuttavia un sistema così elastico, che non sembra possano verificarsi frequentemente condizioni di assoluta impossibilità.

2. - Esame degli amperometri adoperati.

Per avere un'idea, almeno relativa, del comportamento degli amperometri del tipo usato (1), sono stati effettuati i seguenti confronti:

a) nove strumenti di varia portata (complessivamente sei portate) sono stati confrontati con un amperometro elettrodinamico di grande precisione (2), a due frequenze: 50 Hz e 500 Hz;

b) quattordici strumenti di varia portata (complessivamente sei portate) sono stati confrontati fra di loro, a sei frequenze: 50, 500, 5000, 50 000, 500 000 e 15 240 000 Hz.

I risultati di tali confronti sono raccolti nelle fig. 2 e 3. Gli amperometri mod. 425 sono contraddistinti con le lettere da *a* ad *o*. L'amperometro mod. 326 è indicato con la lettera *A*.

La fig. 2 mostra la complessiva bontà degli strumenti alle due basse frequenze usate.

La fig. 3 mostra, che gli scarti relativi fra strumenti della stessa portata (diagrammi a tratto pieno) non risentono in modo sensibile delle variazioni di frequenza. Sembra invece che una variazione di comportamento esista, alle alte frequenze, fra strumenti di varia portata, per portate superiori ai due ampere (diagrammi a tratti, ed a tratti e punti). E' per tale ragione che non si ritiene prudente usare, nello strumento misuratore che si studia, amperometri di portata molto differente.

L'amperometro da 2,5 A contrassegnato con la lettera *k* (il solo che presenti scarti rilevanti) è di una fornitura non recente, non è stato acquistato direttamente ed è stato impiegato a lungo su di un pannello di apparato trasmittente in esercizio. Lo si è volutamente scelto per vedere se i difetti palesati in tarature a bassa frequenza si mantenevano, oppur no, quasi inalterati anche alle alte frequenze. Come mostra la fig. 3, anche per questo strumento, le variazioni di errore relativo in funzione della frequenza sono molto piccole.

3. - Costruzione dell'apparecchio. Frequenza usata nello studio sperimentale di esso.

L'apparecchio, costruito secondo lo schema di principio rappresentato nella fig. 1, è riprodotto fotograficamente nella fig. 4. La impedenza

(1) Weston, mod. 425.

(2) Weston, mod. 326, n. 198.

z_3 del ramo 3 (fig. 1) è costituita da un condensatore variabile ([3]), la cui capacità massima, misurata in posto, a 1500 kHz, risulta di circa 130 $\mu\mu$F.

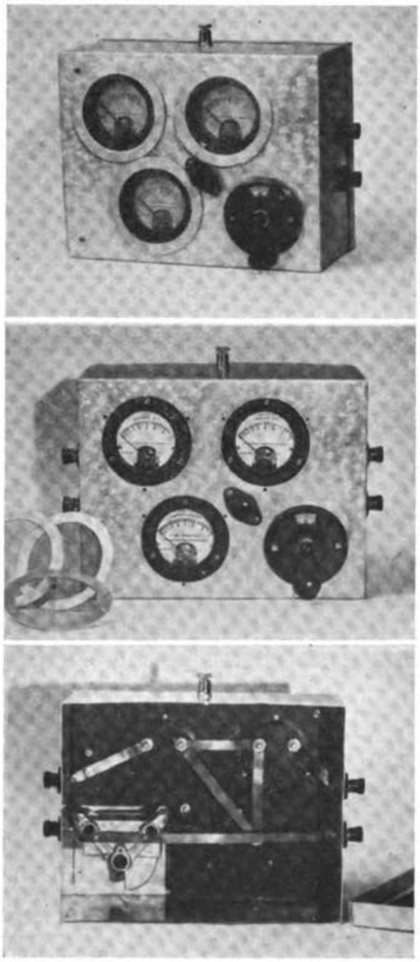


Fig. 4. — Fotografia dell'apparecchio sperimentale usato.

Lo studio sperimentale dello strumento è stato effettuato, per semplicità, ad una unica frequenza, scelta fra le più elevate in uso. Tale

([3]) S. S. R. Ducati, O. C. T. 1, n. 8480.

frequenza, alla quale, salvo esplicite indicazioni contrarie, sono riferite tutte le prove che saranno descritte e tutti i risultati raccolti, è di 15 240 kHz.

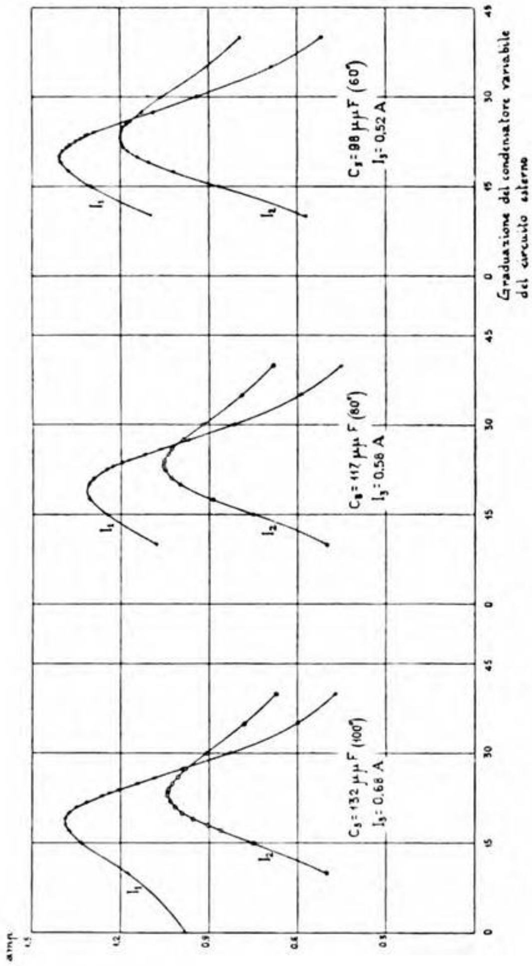


Fig. 5. — Curve di risonanza per la ricerca dell'errore di fase dell'apparecchio.

4. - Fase di riferimento.

Per quanto costituito da un condensatore, il ramo 3 dell'apparecchio non può considerarsi reattivo puro. Si commetterebbe perciò un errore, se si ammettesse senz'altro che la corrente, che in esso circola, fosse in anticipo di 90° sulla tensione ai capi *A B*.

Per determinare l'entità di questo errore, si è derivato fra *a'* e *b'*

(fig. 1) un circuito costituito da una resistenza di circa 50 ohm, da una induttanza di circa 2 μH e da una capacità variabile (valore massimo 100 $\mu\mu$F). Facendo variare tale capacità e tenendo costante la corrente I_3, ossia la tensione fra A e B, si sono tracciate tre coppie di curve di risonanza corrispondenti ciascuna ad una determinata coppia di valori di C_3 e di I_3 e riferite alla lettura al condensatore del circuito esterno (fig. 5).

Le curve di I_2 sono curve di corrente in un circuito, di cui, nei limiti entro i quali si è sperimentato, si può ritenere costante la resistenza e variabile la reattanza. Esso è alimentato a tensione costante, perciò il luogo degli estremi dei vettori I_2 rispetto alla tensione V_{AB} è un cerchio il cui centro giace sul vettore V_{AB} ed il cui diametro è

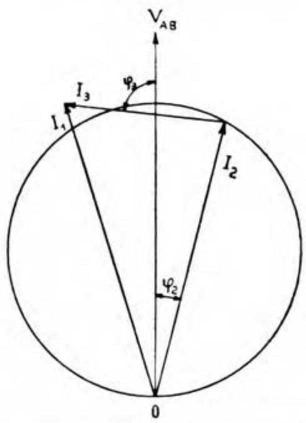


Fig. 6. — Diagramma vettoriale delle correnti nei tre rami del circuito di misura.

uguale al valor massimo di I_2. E' quindi possibile, per ogni terna di valori I_1, I_2, I_3, costruire, in grandezza ed in posizione, il triangolo da essi formato (fig. 6). Da ciascuno di questi triangoli è possibile ricavare il valore dell'angolo φ_3, che I_3 forma con la V_{AB}, ossia di quello che si può chiamare angolo di riferimento dello strumento (o angolo di fase del suo circuito voltometrico).

La misura non si svolge in condizioni molto buone nei riguardi della esattezza. Riportandoci ancora alla costruzione grafica, si vede infatti quanto possa essere incerta la determinazione del punto di incontro di I_2 con il cerchio nei pressi della risonanza; d'altra parte sono proprio i valori in vicinanza dei massimi di I_1 e di I_2 quelli che più meritano di esser presi in considerazione, nelle ipotesi che abbiamo formulate e tenuto conto di quanto già si è detto nei riguardi delle indicazioni degli amperometri. Per ottenere un valore assai attendibile si è perciò calcolato il valore di φ_3 per trentatrè terne di valori I_1, I_2 ed I_3, ricavati dalle tre coppie di curve di risonanza della fig. 5 (11 per ogni coppia) per valori di capacità del condensatore del circuito risonante corrispon-

denti a 15 - 20 - 21,5 - 22,5 - 23,5 - 24 - 24,5 - 25 - 26 - 27,5 e 30 gradi. Nel caso dell'ottavo valore della prima coppia di curve si è, per esempio, ottenuto : $I_1 = 1,17$; $I_2 = 1,03$; $I_3 = 0,68$; $I_{2\max} = 1,04$;

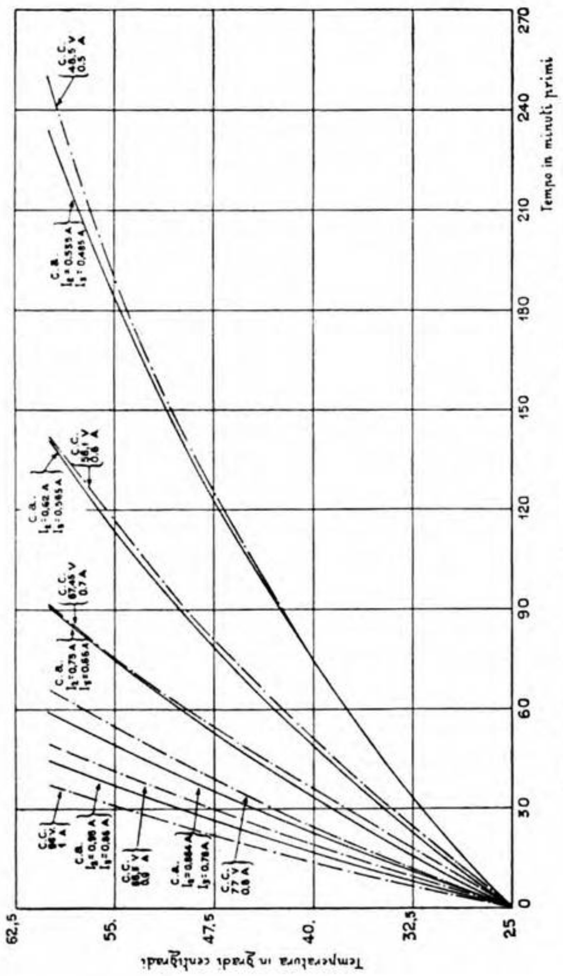


Fig. 7. — Taratura del circuito voltometrico. - Andamento delle temperature nel calorimetro, in funzione del tempo.

$\cos \varphi_2 = 0,991$; $\varphi_2 = 7°40'$ (ritardo) ;

$$\cos (180° - \varphi_3 - \varphi_2) = \frac{I_2^2 + I_3^2 - I_1^2}{2\, I_2\, I_3} = 0,107 \;\; ; \;\; \varphi_3 = 88°30'.$$

La media dei risultati dei singoli calcoli dà $\varphi_3 = 89°07'$; indica cioè che la corrente nel circuito 3 è spostata dalla quadratura di

circa 53′. In tutte le operazioni che seguono si terrà conto di tale spostamento, arrotondato al valore di 1°.

Un errore di apprezzabile entità (non appena le I_2 assumono valori un po' forti) è causato dalla impedenza (praticamente reattanza induttiva) dei tratti $A\,a'$ e $B\,b'$ (fig. 1), per effetto della quale l'impedenza del circuito 2 fra A e B, dedotta dalle misure, può differire apprezzabilmente da quella fra a' e b', che interessa determinare.

Non si ritiene impossibile compensare tale reattanza mediante un condensatore variabile, inserito per esempio fra B e b'. Nel caso dell'apparecchio che si descrive si è preferito, per ragioni di semplicità, misurarla, nel modo che sarà in seguito indicato, e tenerne conto nell'apprezzamento dei risultati. Il valore di tale reattanza è risultato di circa 13 ohm alla frequenza di 15 240 kHz usata nelle prove.

5. - Costanza dell'angolo di fase dell'impedenza z_3.

Come abbiamo accennato nel § precedente, per effettuare le misure nelle migliori condizioni, occorre poter variare la impedenza z_3, senza alterarne la natura, senza cioè che vari il rapporto fra la sua reattanza e la sua resistenza. Nel caso che ci interessa bisogna dunque vedere se, variando la capacità inserita fra A e B nel circuito 3, rimane pressochè costante l'angolo di fase del circuito voltometrico e non varia quindi il valore dell'angolo di fase, che si deduce per il circuito utilizzatore 2.

Si è perciò inserito fra i morsetti a' b' un circuito formato da resistenza e da induttanza, e, mantenendo costante la tensione fra A e B (I_2 costante), se ne è misurato l'angolo di fase φ_2 per diversi valori della capacità C_3. I risultati sono raccolti nella tabella seguente.

C_3 lett. in gradi	C_3 $\mu\mu$F	I_1 amp	I_2 amp	I_3 amp	cos 180° — —($\varphi_3+\varphi_2$)	$\varphi_2+\varphi_3$	φ_2
10	52	$0,87_5$	0,90	0,20	0,250	104° 30′	15° 30′
20	61	0,86	0,90	0,25	0,289	107° 00′	18° 00′
30	70	0,86	0,90	0,34	0,311	108° 10′	19° 10′
40	79	0,86	0,90	0,43	0,323	108° 50′	19° 50′
50	88	0,88	0,90	0,52	0,331	109° 20′	20° 20′
60	98	0,90	0,90	0,60	0,330	109° 20′	20° 20′
70	107	0,94	0,90	0,70	0,333	109° 25′	20° 25′
80	117	0,98	0,90	0,79	0,331	109° 20′	20° 20′
90	125	1,03	0,90	0,89	0,337	109° 40′	20° 40′
100	132	1,07	0,90	$0,94_5$	0,330	109° 20′	20° 20′

Si può concludere, che, per valori della capacità C_3 superiori a circa 80 $\mu\mu$F (40°), le misure di fase risultano indipendenti da essi.

6. - Taratura dell'apparecchio.

Come è stato accennato in principio, si è preferito, per ottenere risultati più precisi, effettuare una taratura voltometrica dell'apparecchio in modo da evitare gli errori dovuti alla imperfetta conoscenza del valore di z_3. Ci si è per ciò valsi di un metodo calorimetrico, ricavando il valore della tensione dalle misure di potenza, di intensità e di fase.

Fra i morsetti *a' b'* si è inserito un circuito costituito da resistenza (circa 100 ohm) e da induttanza (la minima indispensabile), immerso in olio, contenuto in un recipiente termicamente assai bene

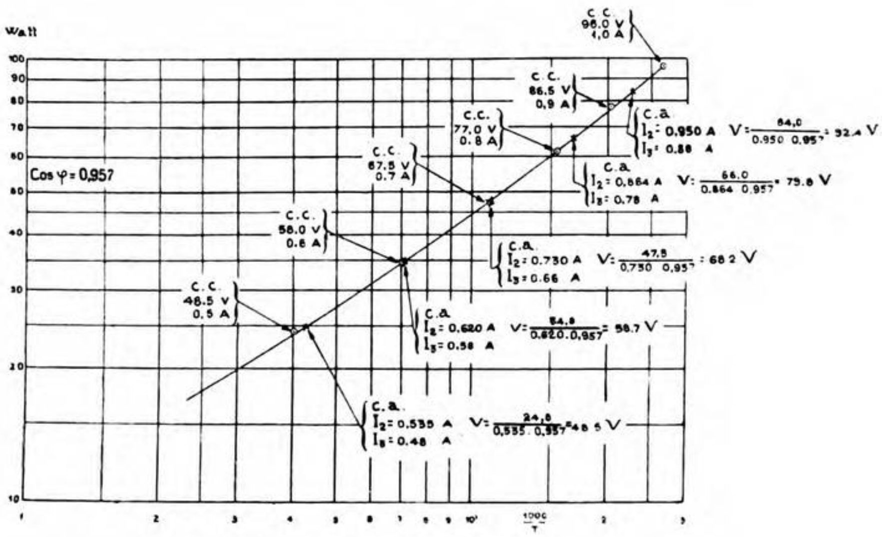


Fig. 8. — Taratura del circuito voltometrico. - Ricerca mediante interpolazione dei valori della potenza dissipata nel calorimetro, nelle prove in corrente alternata.

isolato dall'esterno. Tale circuito si è alimentato, alla solita frequenza di 15 240 kHz, successivamente con cinque valori di tensione ai capi *A B*, corrispondenti (quando il condensatore C_3 ha la capacità di 117 $\mu\mu$F) alle intensità I_3 di 0,48 ; 0,56 ; 0,66 ; 0,78 e 0,86 ampere rispettivamente. Lo stesso circuito si è poi alimentato a corrente continua, sotto tensioni tali da fargli assorbire, successivamente, 1,0 ; 0,9 ; 0,8 ; 0,7 ; 0,6 e 0,5 ampere.

Nella fig. 7 è riportato l'andamento della temperatura, in funzione del tempo, nelle varie prove. Nella fig. 8 è tracciato un diagramma, le cui scale sono state scelte logaritmiche soltanto per comodità di interpolazione e che ha le ascisse proporzionali (secondo il fattore 1000) alle inverse dei tempi T impiegati per elevare da 25 a 60 gradi centigradi la temperatura dell'olio in cui è immerso il cir-

cuito di utilizzazione, e per ordinata la potenza in watt, fornita durante ciascuna prova. Tale diagramma, costruito con i dati forniti dalle prove con corrente continua, permette senz'altro di situare i punti relativi alle prove con corrente alternata (perchè sono note le ascisse $1000/T$) e di ricavare i valori delle potenze che vi corrispondono.

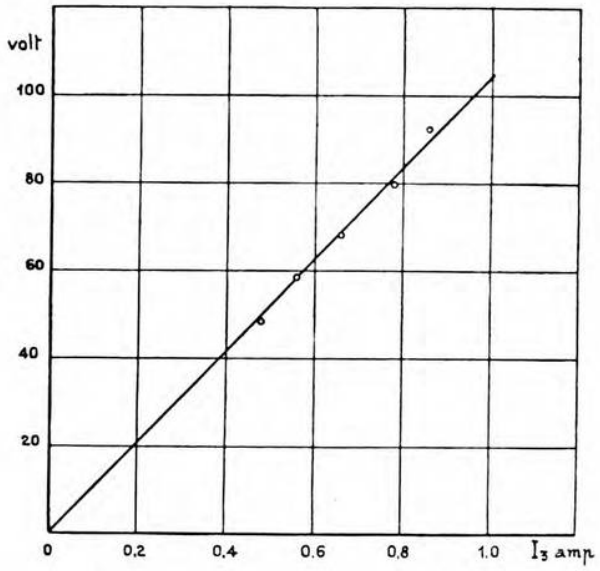


Fig. 9. — Curva di taratura del circuito voltometrico.

D'altra parte la lettura dei tre amperometri permette di costruire il triangolo delle correnti e di ricavare il cos φ dell'apparecchio di utilizzazione. Si è avuto:

I_1 (amp)	I_2 (amp)	I_3 (amp)
0,60	0,53	0,48
$0{,}70_5$	0,62	0,56
0,84	0,73	0,66
1,00	0,86	0,78
1,10	0,95	0,86

letture che, tenuto conto della correzione di 1° da apportare per l'angolo di fase del circuito 3, danno per cos φ_2 un valore medio di 0,957.

Noti la potenza P, il cos φ_2 e la corrente I_2, è immediato il calcolo della tensione corrispondente alle cinque condizioni nelle quali

si è operato. Si ha cioè una taratura in volt del circuito voltometrico dell'apparecchio, ossia (per un dato valore di C_3) dell'amperometro 3 (fig. 9). I valori dei rapporti V/I_3 per i cinque punti ottenuti sono: 1,012 ; 1,046 ; 1,033 ; 1,025 ; 1,075. La media di tali rapporti è 1,038; gli scarti rispetto alla media sono — 0,026 ; + 0,008 ; — 0,005 ; — 0,013 e + 0,037 rispettivamente. Questa taratura è naturalmente legata alla frequenza alla quale si è operato ed al valore di capacità C_3. Perchè essa fosse completa occorrerebbe dunque fare diverse prove a differenti frequenze (ciò che è soltanto laborioso) ed estenderla a valori di C_3 differenti da quello con il quale si è operato. Questa seconda estensione è assai facile e rapida, in quanto basta determinare i valori che assume I_3 quando si varia C_3 mantenendo invariata la corrente I_2, che lo attraversa.

7. - Applicazioni dell'apparecchio. Verifiche sperimentali.

L'apparecchio si presta a misure di impedenza ed alla valutazione delle parti reattive e delle parti resistive che le compongono, con le restrizioni di cui si è fatto cenno nel § 1 circa la precisione con la quale possono essere effettuate le misure. Con una z_3 capacitiva, non si ottengono per esempio buoni risultati, se si vogliono misurare impedenze con forti angoli di fase, specialmente se in anticipo. Se, tuttavia, si può ritenere che l'errore, che si commette trascurando la componente resistiva, sia dello stesso ordine di quello introdotto dagli amperometri (caso di reattanze pressochè pure) si possono effettuare utilmente le misure mediante il rapporto della tensione alla corrente, dato che si può conoscere con precisione esuberante il valore della frequenza usata.

In tal modo si sono effettuate misure di alcune induttanze e si è tarato un condensatore. I valori ricavati per le prime sono raccolti nella tabella seguente:

Indutt. N°	I_3 amp	V_{AB} volt	I_2 amp	X ohm	L microhenry
1	0,16	17,0	0,99	17,0	0,18
2	0,21	22,0	1,00	22,0	0,23
3	0,24	25,0	0,99	25,5	$0{,}26_5$
4	0,28	29,5	1,00	29,5	0,31
5	0,32	33,5	1,00	33,5	0,35
6	0,62	65,0	0,99	66,0	0,69
7	$0{,}88_5$	92,5	0,87	106,0	1,11
8	0,96	100,5	0,67	150,5	$1{,}57_5$
9	0,90	94,0	0,49	192,0	2,01

Le induttanze 1, 2, 3, 4 e 5 sono costituite dai tratti $A\,a'$ e $B\,b'$ (fig. 1), insieme con connessioni esterne in piattina di rame da $10 \times 0{,}2$ mm, di varia lunghezza, le quali chiudono il circuito in forma di ⊐

con distanza fra due gambe uguale a quella esistente fra i morsetti a' e b'. Le lunghezze rispettive delle cinque connessioni esterne sono: 10, 20, 30, 40 e 50 cm. Riportando in diagramma le cinque reattanze in funzione delle rispettive lunghezze (fig. 10), e extrapolando per l uguale a zero, si ricava il valore della reattanza induttiva dei tratti $A\,a'$ e $B\,b'$, pari a circa 13 ohm, cui corrisponde una induttanza di circa 0,136 μH.

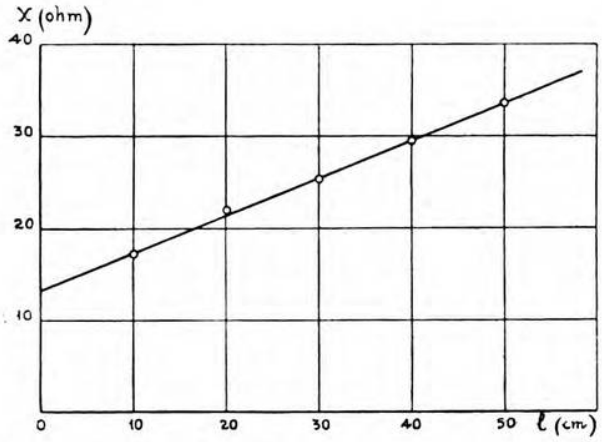


Fig. 10. — Misure di reattanza induttiva di tratti di connessione in piattina di rame, da 10 × 0,2 mm.

Le induttanze 6, 7, 8 e 9 sono quelle di quattro bobine, chiuse in cassetta schermo, e dei relativi tratti di connessione (36 cm esterni). Tolta la induttanza di questi (L = 0,28 μH), si hanno per le bobine i seguenti valori:

Bobina	n. 6	0,41 μH	(0,57)
»	n. 7	0,83 »	(1,07)
»	n. 8	1,30 »	(1,58)
»	n. 9	1,73 »	(2,07).

I numeri posti fra parentesi corrispondono a risultati di misure effettuate con metodo di risonanza a frequenza di circa 1500 kHz sulla bobina non ancora schermata. La sensibile differenza è da attribuirsi alla presenza dello schermo, che è relativamente vicino alla bobina, ed alla capacità dei passanti di attraversamento dello schermo medesimo.

I valori ricavati nelle misure di capacità sono raccolti nella tabella seguente; le misure sono state effettuate usando fra a', b' ed i morsetti del condensatore connessioni della solita piattina, della lunghezza complessiva di 14 cm; cioè con una reattanza induttiva di 19 ohm fra A, B ed i morsetti stessi.

CONDENSATORE S. S. R. – OC 1 – N° 4801.

Gradi	I_3 amp	V_{AB} volt	I_2 amp	Reattanza totale (cond. + + conness.) ohm	Reattanza del condens. ohm	Capacità $\mu\mu F$
15	0,96	100,0	0,22	463,0	482,5	21,7
20	0,94	97,0	0,27	364,0	383,0	27,5
30	0,98	102,5	0,38	268,5	287,5	36,4
45	0,79	82,5	0,42	196,5	215,5	48,6
50	0,86	89,5	0,51	175,5	194,5	54,0
70	0,76	79,0	0,61	129,5	148,5	70,5
75	0,66$_5$	69,5	0,57	122,0	141,0	74,2
90	0,67$_5$	70,5	0,70	100,5	119,5	87,8
100	0,65$_5$	68,5	0,76	90,0	109,0	96,2
105	0,56$_5$	59,0	0,68	86,7	105,7	99,0
110	0,60$_5$	63,0	0,77$_5$	81,3	100,3	102,0
130	0,54$_5$	57,0	0,84$_5$	67,5	86,5	121,0
135	0,48$_5$	50,5	0,77	65,6	84,6	124,0
150	0,48$_5$	50,5	0,89	56,7	75,7	138,0
160	0,44$_5$	46,5	0,87$_5$	53,0	72,0	145,5
165	0,41	43,0	0,85	50,7	69,7	150,0
170	0,44	46,0	0,93$_5$	49,2	68,2	154,0

I valori di capacità così ottenuti sono riportati nella fig. 11, insieme con una curva di taratura a 1500 kHz del medesimo condensatore. Le differenze sono da attribuirsi in massima parte alla diversa influenza, che, passando dall'una all'altra frequenza, esercitano le induttanze parassite di collegamento.

Si sono effettuate anche tre misure di impedenza sopra un circuito costituito da una resistenza tubolare di circa 100 ohm (4), da un termoamperometro da 1 ampere e dalle necessarie connessioni. Si sono ottenuti i valori assai concordanti, riportati nella seguente tabella:

I_1 amp	I_2 amp	I_3 amp	V_{AB} volt	z ohm	$\cos [180° - (\varphi_2+\varphi_3)]$	φ_2	sen φ_2	cos φ_2	X ohm	R ohm
0,94	0,89	0,86$_5$	90,0	101,0	0,428	26° 20′	0,444	0,896	44,8	90,5
1,02	0,97$_5$	0,94	98,0	100,5	0,432	26° 25′	0,445	0,895	44,7	90,0
0,83	0,79$_5$	0,77	80,5	101,4	0,434	26° 40′	0,449	0,894	45,5	90,5

(4) Siemens « Karbowid 10 a » da 100 ohm.

8. - Uso dell'apparecchio nello studio di un organo complesso.

Sempre nell'intento di verificare sperimentalmente, in via qualitativa e quantitativa, le possibilità dell'apparecchio descritto, lo si è usato per studiare un organo di collegamento a ponte, per esempio del

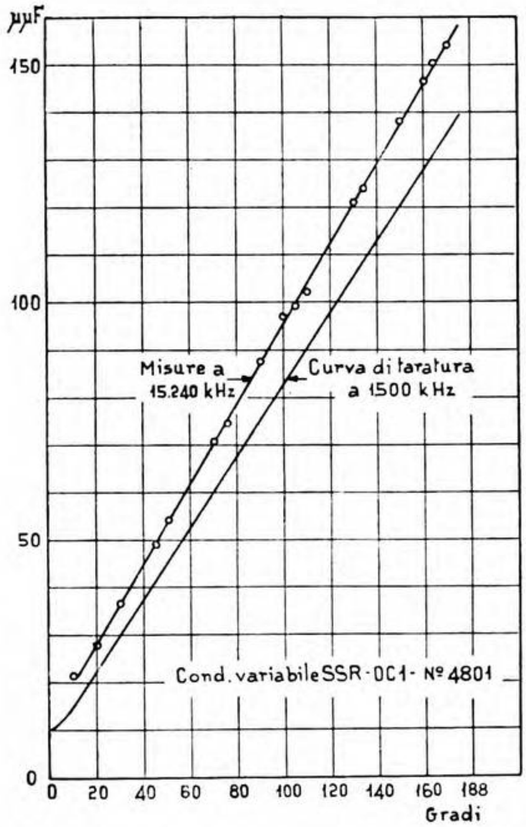


Fig. 11. — Curve di taratura di un condensatore variabile.

tipo adoperato per connettere una antenna alla sua linea di alimentazione. Lo schema di principio di tale ponte è rappresentato nella fig. 12.

Nel caso concreto, le impedenze z' erano costituite da due induttanze uguali del tipo n. 8, di cui al paragrafo precedente, con brevissime connessioni ($L = 1{,}36\ \mu$H); le impedenze z'' erano costituite da due condensatori variabili uguali, tipo S. S. R., della capacità massima di circa 280 $\mu\mu$F; la impedenza di utilizzazione z ($z = R + jX$) era costituita dalla resistenza di cui al paragrafo precedente, con con-

nessioni leggermente più corte di quelle usate nella misura. Sottraendo la reattanza induttiva di tali connessioni e quella dei tratti $A\,a'$, $B\,b'$ (fig. 1), si ha: $R = 90$ ohm, $X = 24$ ohm. Trascurando le resistenze dei rami z' e z'', e ponendo:

$$z' = j\,\omega\,L = j\,\lambda \quad ; \quad z'' = -j\frac{1}{\omega\,C} = j\,\gamma$$

si hanno, come è noto, le seguenti espressioni per la corrente I_2 di entrata nel ponte e per la corrente I' nella impedenza di utilizzazione z:

$$I_2^2 = V_1^2 \cdot \frac{(\lambda + \gamma)^2 + 4\,R^2 + 4\,X\,(X + \lambda + \gamma)}{(R^2 + X^2)\,(\lambda + \gamma)^2 + 4\,X\,\lambda\,\gamma\,(\lambda + \gamma) + 4\,\lambda^2\,\gamma^2},$$

$$I'^2 = V_1^2 \cdot \frac{(\lambda - \gamma)^2}{(R^2 + X^2)\,(\lambda + \gamma)^2 + 4\,X\,\lambda\,\gamma\,(\lambda + \gamma) + 4\,\lambda^2\,\gamma^2},$$

ove V_1 indica la tensione agli estremi $M\,N$ della diagonale del ponte, cui è applicata la f. e. m. agente (fig. 1 e 12).

Nella fig. 13 sono riportate le curve sperimentali della corrente totale (I_1), della corrente di entrata (I_2) e della corrente I', per una tensione costante V di 77,5 volt ai morsetti $A\,B$ dell'apparecchio [$C_3 = 98$ $\mu\mu$F (60°) ; $I_3 = 0{,}58$ A] e per diversi valori delle due capacità (uguali) del ponte.

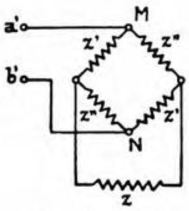


Fig. 12. — Schema di principio di un ponte di collegamento.

Col solito procedimento, l'apparecchio a tre amperometri permette di ricavare l'angolo di fase tra V ed I_2, per mezzo del quale è facile sottrarre da V le cadute di tensione dovute ai tratti di connessione (impedenza, praticamente reattiva, di 26 ohm), ottenendo V_1. Si hanno così gli elementi per calcolare i valori di I_2 ed I', che nella fig. 13 sono confrontati con quelli ottenuti direttamente dall'esperienza.

Nella fig. 14 sono rappresentate le curve seguenti:

a) V_1;

b) coseno dell'angolo Ψ fra V_1 ed I_2;

c) sen Ψ;

d) $P = V_1\,I_2 \cos\Psi$;

e) $P' = R\,I'^2$;

f) $\eta = \dfrac{P'}{P} = \dfrac{R\,I'^2}{V_1\,I_2 \cos\Psi}$.

Lo studio analitico del ponte rappresentato nella fig. 12 mostra che, nell'ipotesi che si possano trascurare le resistenze dei rami z' e z'', la impedenza complessiva ai morsetti MN è priva di componente reattiva allorquando è soddisfatta la equazione seguente:

$$\gamma^2 (X + 2\lambda) + \gamma (2R^2 + 2X^2 + 6X\lambda + 2\lambda^2) + 2R^2\lambda + + 2X^2\lambda + X\lambda^2 = 0.$$

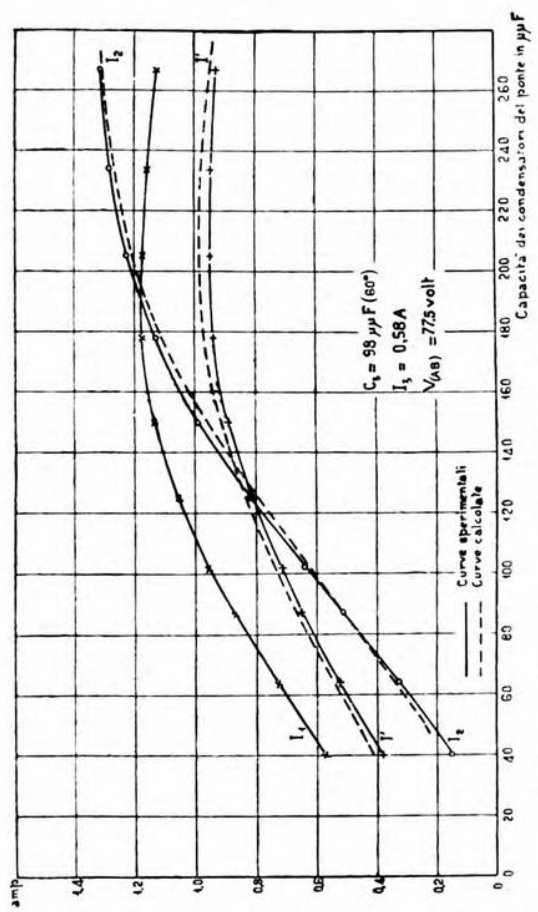


Fig. 13. — Curve sperimentali delle correnti I_1, I_2 ed I' nel ponte di collegamento; curve calcolate delle correnti I_2 ed I'.

Introducendo in tale equazione i valori già indicati per R (90 ohm), per X (24 ohm) e per λ (130 ohm) si ottengono i due valori γ_1 e γ_2 di γ, per i quali deve essere nullo lo sfasamento fra V_1 e I_2, cioè nullo il sen Ψ.

Si ha:

$$\gamma_1 = 198 \text{ ohm} \quad , \quad \gamma_2 = 47 \text{ ohm}.$$

A questi due valori di γ corrispondono i due valori C_1 e C_2 delle capacità uguali dei rami z'' del ponte:

$$C_1 = 53 \ \mu\mu\text{F} \quad , \quad C_2 = 225 \ \mu\mu\text{F},$$

che non differiscono molto dai valori ricavati dall'esperienza (fig. 14; $C_1 = 48 \ \mu\mu\text{F}$, $C_2 = 228 \ \mu\mu\text{F}$).

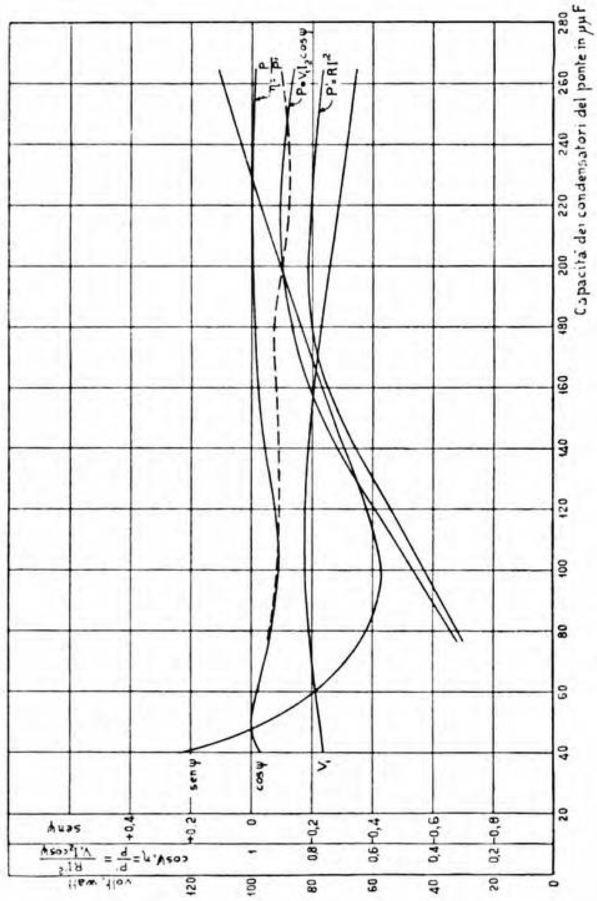


Fig. 14. — Curve di V_1, sen ψ, cos ψ, P, P', ed η nel ponte di collegamento.

L'apparecchio descritto si presta anche, nel caso del ponte di collegamento ora studiato, ad investigare i fenomeni di comportamento anomalo, che si manifestano in vicinanza della condizione nella quale la somma $\lambda + \gamma$ è nulla. Questi fenomeni, che sono in gran parte dovuti a dissimmetrie verso terra, possono, in alcuni casi, alterare in modo assai sensibile la maniera di comportarsi dell'organo di collegamento; del loro studio farà oggetto una prossima nota.

9. - Conclusioni.

Lo studio, del quale si è voluto render conto in questa nota, ha avuto lo scopo di vedere se è possibile applicare, sia pure con qualche lieve modifica, il classico metodo dei tre amperometri alle misure di potenza a frequenze molto elevate (sino a frequenze dell'ordine delle diecine di megahertz).

Le modifiche introdotte consistono nel ricavare la potenza mediante misure simultanee di corrente, di fase e di tensione, dopo aver tarato con metodo indipendente il circuito voltometrico.

Scelto e provato il tipo di amperometri da usare (amperometri a termocoppie), si è costruito un apparecchio sperimentale; dapprima lo si è usato per misurare elementi di circuiti (reattanze induttive, reattanze capacitive, impedenze complesse), poi per studiare un circuito a ponte, del tipo impiegato per collegare antenne radio a linee di alimentazione in alta frequenza.

La soddisfacente concordanza dei risultati delle misure effettuate con l'apparecchio a tre amperometri con quelli ottenuti con altri metodi, nonchè l'accordo constatato fra le previsioni teoriche e le osservazioni effettive, permette di ritenere che il metodo proposto sia accettabile. Sembra anzi possibile affermare, che, se usato con le necessarie cautele, esso è suscettibile di fornire, in molti casi, risultati più precisi di quelli che finora si è riusciti ad ottenere.

Lo scrivente porge i più sentiti ringraziamenti a S. E. Vallauri, che gli prodigò aiuto e consigli per lo svolgimento del lavoro.

Livorno, febbraio 1933-XI.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

LA REGISTRAZIONE DELLE PELLICOLE PER CINEMATOGRAFIA SONORA

MAURIZIO FEDERICI

Viene descritta la tecnica della registrazione delle pellicole sonore col sistema R. C. A. Photophone, quale è applicata alla Cines S. A. di Roma. L'A riferisce sulla costruzione e sulle proprietà acustiche dei teatri di registrazione o studi, sui diversi tipi di microfono (a nastro, a condensatore, ecc.) impiegati, descrive in particolare il « recorder » (o macchina a frizione meccanica pel trasporto e l'impressione del film) e l'amplificatore relativo, e tratta infine dei processi fotografici di sviluppo e stampa della pellicola sonora. L'articolo si chiude con un cenno degli altri sistemi di registrazione su pellicola, tipo Western e Tobis, e dei sistemi di registrazione su nastro di acciaio e su disco.

1. - Introduzione.

L'arte del film « sonoro », che data appena da alcuni anni (1), ha dovuto affrontare e risolvere problemi tecnici e scientifici non indifferenti, prima di raggiungere quel grado di relativa perfezione, che le ha permesso di sostituire in modo pressochè completo l'arte del film « muto ».

In poco più di tre anni si è peraltro, anche in tal campo, formata una tecnica abbastanza definita. Ci proponiamo di darne qui un breve cenno, riferendoci sopratutto ai metodi seguiti alla Cines-Pittaluga, di cui abbiamo avuto diretta esperienza.

2. - Il teatro e le sue proprietà acustiche.

Mentre i film muti vengono di solito ripresi all'aperto, o sotto grandi tettoie di vetro, la necessità di escludere tutti i rumori estranei obbliga a girare quelli sonori in un edificio, isolato completamente dall'esterno, dove non penetrano luce o suono, e che è detto teatro o studio.

Il teatro è costituito da due strutture, separate da un corridoio praticabile, una esterna in muratura o cemento armato, che è la struttura resistente, ed una interna, formata di due pareti di masonite, celotex o materiali simili, separate da uno strato di cascami o altra sostanza che assorba il suono, e sostenute da una intelaiatura di

(1) Il primo film sonoro che ebbe un successo commerciale fu « Il Cantante di Jazz » edito dalla Warner Bros. nell'ottobre 1927. Il primo film sonoro girato in Italia e in italiano, è stato « Le dodici Mamme », uno *sketch* di Spadaro, prodotto negli stabilimenti Cines-Pittaluga in Roma, nell'aprile 1928.

ferro; le porte sono anch'esse doppie, spesse, ed a chiusura ermetica. L'uso di due strutture indipendenti, mentre assicura un isolamento praticamente perfetto dai rumori esterni, crea all'interno quelle condizioni acustiche che, come vedremo, sono indispensabili ad una buona registrazione.

Nel teatro vengono costruite le scene, che formano le pareti dell'ambiente in cui si svolge l'azione. Alla Cines in principio le scene erano di legno compensato, dipinte e ricoperte di carta da parato. Ma i telai di legno compensato hanno proprietà sonore sfavorevoli, perchè presentano una o più frequenze proprie di vibrazione ed agiscono in conseguenza da cassa armonica, rinforzando i suoni di quelle frequenze ed alterando la naturalezza della registrazione.



Fig. 1. — L'interno di un teatro durante una ripresa sonora.

Ragioni economiche impediscono di abolire del tutto il legno compensato, ma per scene di piccoli ambienti, o foggiate a superficie curve, o per la registrazione della musica, si usano ora telai di legno, sui quali si tende della tela da sacco, con intonaco di gesso, che sono praticamente esenti dai dannosi fenomeni di risonanza, ai quali si è prima accennato.

Intorno e sopra alle scene viene costruito un palco in legno, alto dal suolo tre o quattro metri, su cui si collocano i riflettori e le lampade necessarie all'illuminazione durante la ripresa. Le lampade usate sono tutte ad incandescenza; quelle ad arco sono state eliminate, per la difficoltà di evitare il «fischio» (fig. 1).

In teatro vengono poi disposte opportunamente le macchine da presa e il microfono. La macchina da presa per film sonori è analoga a quella usata per scene mute, salvo le modificazioni imposte sovratutto dalla necessità del sincronismo, che deve necessariamente esi-

stere tra la macchina di presa stessa e quella di registrazione del suono. Il trasporto del film non avviene a mano, ma per mezzo di un motorino sincrono. La velocità di trasporto è di 24 fotogrammi al secondo, invece che di 16 come per le scene mute. Quando il suono viene registrato su disco il fotogramma ha le dimensioni normali, 24 × 19 mm; quando invece è ripreso su pellicola, la parte laterale sinistra del fotogramma non viene impressionata, perchè quella parte è destinata, nella positiva, ad accogliere la « colonna sonora », e quindi le dimensioni del fotogramma si riducono, nel senso della larghezza, e divengono di 21 × 19 mm.

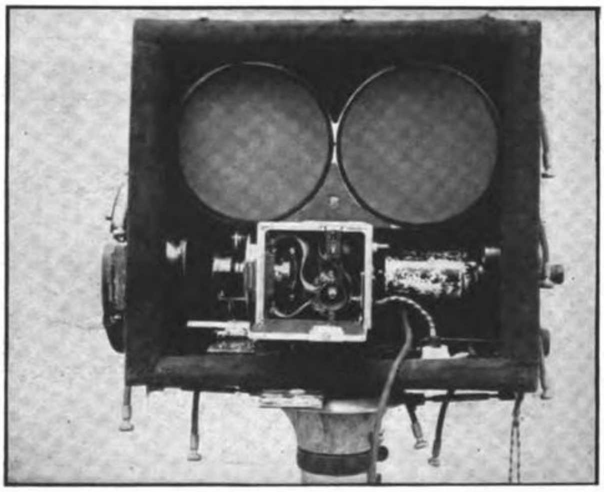


Fig. 2. — Una macchina da presa coperta da una cuffia imbottita con un fianco asportato.

Agli inizi del cinema sonoro, per attutire il rumore degli ingranaggi della macchina da presa, quest'ultima e l'operatore venivano chiusi in una cabina mobile a vetri, impervia al suono. Ma questo espediente toglieva tanto la libertà d'azione all'operatore, che è stato abbandonato, ed ora ci si limita a coprire la sola macchina con una cuffia imbottita (fig. 2). In genere si hanno in teatro almeno due macchine, per poter girare la stessa scena sotto diversi angoli.

Il microfono è sospeso ad una certa altezza, e montato su cavalletti manovrabili, per poter seguire il movimento degli attori. La collocazione del microfono è di importanza capitale per la ripresa. Per rendersene conto è necessario ricordare brevemente alcune nozioni di acustica degli ambienti.

L'energia sonora, che giunge al microfono, può considerarsi formata di tre parti. La prima è l'energia che si propaga direttamente dalla sorgente sonora al microfono; la seconda è quella che, partendo dalla sorgente sonora, va a colpire eventuali superficie piane o curve

localizzate, ne viene riflessa e arriva al microfono dopo un tempo ben determinato e sempre maggiore di quello impiegato dalla frazione prima considerata. L'energia così ricevuta dà luogo a una vera eco, con un ritardo definito, che dipende dalla distanza della parete riflettente dal microfono e dalla sorgente sonora. La terza frazione infine è costituita dall'energia che agisce sul microfono per il noto fenomeno della « sonorità susseguente » (2).

In teatri ben costruiti non devono esistere echi localizzati e quindi il microfono riceve solo l'energia sonora « diretta » e quella inerente alla coda sonora; la qualità dei suoni registrati in rapporto all'ambiente dipende quindi solo dalla durata convenzionale di quest'ultima che definisce in modo pressochè completo le proprietà acustiche della sala.

Il fenomeno di sonorità susseguente agisce in modo diverso a seconda che si registri nell'ambiente musica o dialogo; nella registrazione dei dialoghi esso diminuisce sempre la comprensibilità delle parole e tanto più quanto maggiore è T. Se quest'ultimo è superiore a 5 o 6 secondi, le parole successivamente pronunciate si fondono in una massa confusa e diventano del tutto inintelligibili. Tutti i teatri hanno quindi le pareti coperte di materiale acusticamente molto as-

---

(2) Il suono emesso in un ambiente chiuso subisce sulle pareti una serie di riflessioni successive, le quali fanno sì che un ascoltatore seguita a percepire un suono anche quando è cessata la causa che l'ha prodotto. In ciò consiste sostanzialmente il fenomeno della « sonorità susseguente » e della « coda sonora ». Naturalmente tale suono va estinguendosi nel tempo, e può dimostrarsi che la legge di decrescenza è di tipo esponenziale; si definisce « durata convenzionale della coda sonora » di un ambiente il tempo T che in esso impiega l'intensità energetica a passare da un valore E_1 ad un valore E_2, 10^6 volte più piccolo.

Il tempo T dipende sostanzialmente dalle dimensioni dell'ambiente e dalla natura delle sue pareti, e può calcolarsi, per un determinato locale, con la relazione (Sabine)

$$T = K \frac{V}{a}$$

dove V è il volume dell'ambiente in metri cubi, a è il « potere di assorbimento » totale delle pareti e K è una costante, avente valore medio 0,15 (sec/metri).

Il « potere di assorbimento » a non è un numero puro, ma ha le dimensioni di un'area ed è definito dalla relazione

$$a = A_1 \cdot S_1 + A_2 \cdot S_2 + A_3 \cdot S_3 \ldots\ldots ,$$

in cui ogni termine del secondo membro è il prodotto dell'area S, di una delle superficie componenti le pareti, per il suo coefficiente di assorbimento A. Questo è il rapporto fra l'energia assorbita dalla superficie e quella totale che l'ha colpita. Il valore di A dipende solo dal materiale che costituisce la superficie e dalla frequenza. Il feltro, il celotex, il velluto e in genere le sostanze porose hanno un coefficiente di assorbimento alto, ma maggiore per le alte che per le basse frequenze; il muro liscio o verniciato, il legno, la pietra hanno per contro un coefficiente di assorbimento basso.

sorbente ([2]). Valori di *T* inferiori a un secondo sono in genere accettabili.

L'uso dei materiali assorbenti non evita peraltro tutte le difficoltà, perchè le sostanze più usate (celotex, velluto, ecc.) presentano un coefficiente di assorbimento variabile con la frequenza e minore come si è detto per le frequenze basse; per queste ultime la durata convenzionale della coda sonora può quindi restare apprezzabile e rendere la registrazione poco naturale, se non vi si rimedia tenendo il microfono molto vicino all'attore, in modo che la frazione di energia che lo raggiunge direttamente sia preponderante rispetto a quella legata ai fenomeni di sonorità susseguente. La vicinanza del microfono è del resto utile anche per un'altra ragione. Quando si allontana il microfono dalla sorgente di energia, non solo diminuisce la energia totale diretta ricevuta, ma anche la percentuale legata alle frequenze più elevate. Questa viene invero emessa dalla bocca direzionalmente, in un pennello ristretto, e siccome l'attore raramente parla in direzione del microfono, essa finisce per perdersi a breve distanza. Alla Cines si cerca di tenere il microfono a 1 o 2 metri dalla bocca del personaggio e l'esperienza ha dimostrato che solo così si ottiene una buona intelligibilità.

Quando gli attori si muovono e non è possibile seguirli con un microfono, se ne usano due o tre in diversi punti della scena, ma raramente si tengono in funzione nello stesso tempo, per evitare echi artificiali. In alcuni casi, ragioni di verosimiglianza impediscono di tenere il microfono presso l'attore e bisogna venire a un compromesso fra le ragioni artistiche e la bontà del suono. Nel cinema sonoro deve esistere sempre perfetta corrispondenza fra macchina da presa e microfono, che devono essere intesi l'una come l'occhio e l'altra come l'orecchio dello spettatore. Perciò, nella ripresa di una scena parlata di secondo piano, è necessario tenere il microfono lontano per non sentire troppo chiara e vicina la voce di un attore che vien visto ad esempio a cinque metri di distanza, e quindi bisogna rassegnarsi a una registrazione mediocre. Negli studi di Hollywood si è adottata la saggia massima di far parlare gli attori solo in primo piano; tutte le scene lontane sono mute o musicate.

Per la musica il problema della registrazione è fondamentalmente diverso. Un'apprezzabile durata convenzionale della coda sonora migliora la registrazione, perchè la rende più ricca e accentua l'effetto polifonico. Cambiando le proprietà acustiche dello studio con dei tendaggi sulle pareti, un orecchio musicale esercitato determina facilmente le condizioni migliori e l'esperienza dimostra che v'è notevole concordanza fra i diversi osservatori. Le proprietà acustiche dei teatri debbono dunque essere passibili di modificazioni, a seconda che si registri voce o musica. Alla Cines i teatri hanno il soffitto coperto di tende apribili, ed è possibile alterarne le proprietà acustiche, in modo da raggiungere le condizioni volute dal direttore d'orchestra e dall'operatore addetto alla ripresa del suono.

Una orchestra occupa uno spazio notevole e, per evitare che il microfono sia troppo vicino all'uno o all'altro strumento, è necessario collocarlo alto, a 4 o 5 metri dal suolo, in genere sopra al podio del direttore o sui violini. I suonatori vengono disposti in modo da tener

più lontani gli strumenti che emettono maggior potenza sonora, sempre cercando di non alterar troppo la disposizione classica dell'orchestra. Tentativi di ripresa fatti con parecchi microfoni hanno sempre dato risultati infelici; la musica diviene confusa e spezzata, priva di brillantezza. L'esperienza alla Cines ha mostrato che è sempre meglio usare un solo microfono o al massimo due, quando l'orchestra è molto numerosa.

3. - Il microfono.

Nella registrazione dei film sonori si usano diversi tipi di microfono: a condensatore, a carbone, a nastro, a bobina mobile.

Il microfono a condensatore è sostanzialmente formato da una piastra rigida di ottone alla quale è affacciato un diaframma di alluminio molto sottile. Il diaframma e la piastra sono mantenuti a piccolissima distanza da un anello isolante interposto, anch'esso sottilissimo, e costituiscono un condensatore con dielettrico aria. La piastra di ottone presenta uno o più fori, attraverso i quali comunica con una camera retrostante, munita di coperchio di gomma, destinato ad egualizzare la pressione fra l'aria che funziona da dielettrico e l'aria

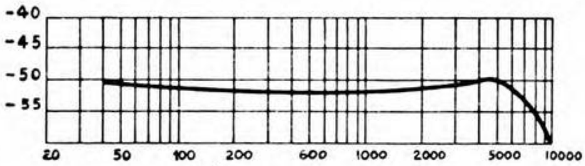


Fig. 3. — Curva di taratura di un microfono a condensatore Western: sensibilità in decibel, in funzione della frequenza in hertz.

atmosferica, pur impedendo che vi penetrino l'umidità e la polvere. Il tutto, coperto da una reticella anteriore di protezione, forma la « capsula microfonica ».

Le onde sonore che raggiungono il diaframma lo fanno vibrare, e causano quindi una variazione dello spessore del dielettrico e della capacità del condensatore; sono precisamente tali variazioni che, opportunamente sfruttate, consentono la trasformazione dell'energia acustica in elettrica, ed il passaggio alla serie di amplificazioni successive. La caratteristica di frequenza di tali microfoni è quasi lineare (fig. 3).

La fig. 4 rappresenta un microfono a condensatore della R. C. A. Photophone, montato su cavalletto.

Di microfoni a carbone esistono diversi tipi. La fig. 5 mostra il microfono usato nel sistema Visatone, nel quale i granuli sono di un impasto speciale, che riduce sensibilmente i rumori di fondo. Uno dei microfoni più perfezionati è quello della Western, formato da un sottile diaframma di duralluminio, fissato all'orlo esterno e posto fra due capsule, una superiore ed una inferiore, riempite di carbone granulare. L'uso di due capsule diminuisce l'effetto di risonanza do-

vuto alla frequenza propria del diaframma, e per la disposizione a *push-pull* rende il microfono sufficientemente esente da armoniche (fig. 6).

Il microfono a nastro è formato da un sottile nastro di duralluminio disposto fra i poli di un elettromagnete, nel piano delle linee di campo magnetico. Gli estremi del nastro sono connessi ad un trasformatore elevatore, il secondario del quale è collegato al circuito di griglia della prima valvola di un amplificatore a tre stadii. Allorquando,

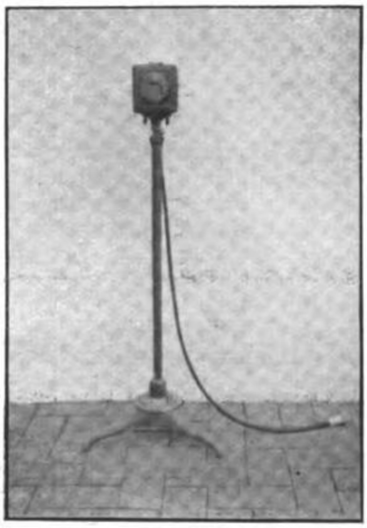


Fig. 4. — Microfono a condensatore della R. C. A. Photophone.

per effetto delle onde sonore che lo colpiscono, il nastro entra in vibrazione, esso diviene sede di una forza elettromotrice ed ai capi del secondario del trasformatore ad esso connesso si manifesta quindi una differenza di potenziale, la quale viene successivamente amplificata. Questo microfono, al contrario di quelli a carbone e a condensatore, ha proprietà direzionali. Le onde sonore che giungono al microfono nella direzione del piano del nastro non lo impressionano, mentre le onde sonore che giungono secondo un asse perpendicolare producono il massimo effetto. Si approfitta di questa caratteristica per escludere rumori estranei, specialmente quello della macchina da presa, ponendo questa nel piano del nastro del microfono e l'attore in direzione perpendicolare (fig. 7).

Sostanzialmente analogo al microfono a nastro è quello a bobina mobile, nel quale il nastro è sostituito da una bobina, moventesi nell'intraferro di un magnete e solidale con un diaframma. Le vibrazioni sonore che colpiscono quest'ultimo producono un corrispondente mo-

vimento della bobina e inducono in questa delle f.e.m., che vengono amplificate opportunamente.

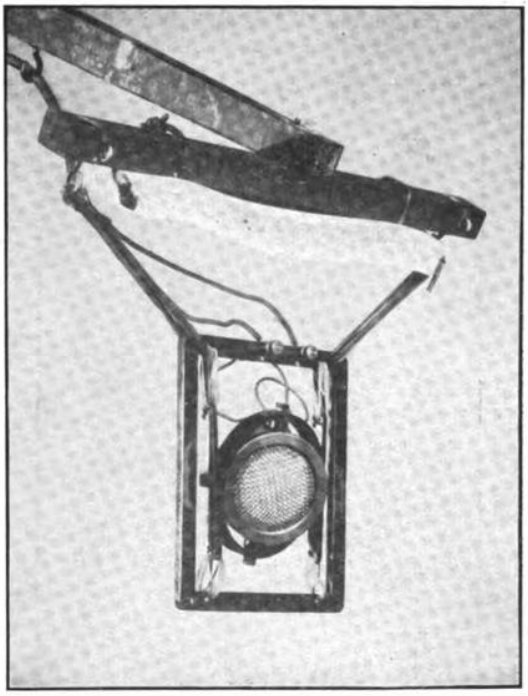


Fig. 5. — Microfono a carbone della Stoll-Marconi, sistema Visatone.

Dei quattro tipi, il microfono a carbone presenta la maggiore sensibilità, poi viene quello a nastro, indi quelli a bobina mobile e a

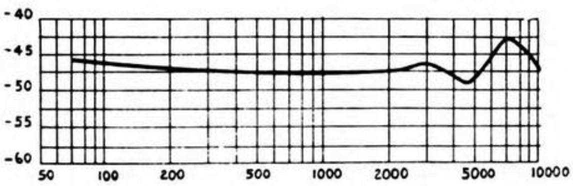


Fig. 6. — Curva di taratura di un microfono a carbone Western: sensibilità in decibel, in funzione della frequenza in hertz.

condensatore. Ma per una buona ripresa sonora la sensibilità è meno importante dell'assenza di rumori di fondo, perchè entro certi limiti si può sempre supplire alla scarsa sensibilità con una accresciuta am-

plificazione. Il microfono a carbone presenta sempre rumori parassiti piuttosto forti probabilmente dovuti al riscaldamento che si manifesta al contatto dei singoli granuli; il microfono a nastro non ha rumori di fondo, ma è meno robusto degli altri due, più facile a dan-

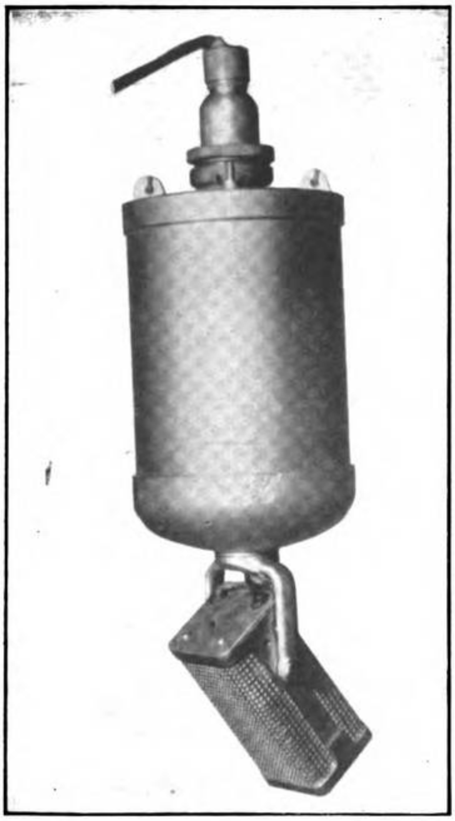


Fig. 7. — Microfono a nastro della R. C. A. Photophone.

neggiarsi, e le sue qualità direzionali non sono sempre applicabili con vantaggio. Il tipo a condensatore è quello che, tutto sommato, trova in tale campo le più frequenti applicazioni.

Tutti i microfoni considerati, ma specie quello a condensatore attesa la esiguità delle potenze che esso può mettere in giuoco, necessitano un preamplificatore posto nelle immediate vicinanze del microfono; pel tipo a carbone è peraltro sufficiente una amplificazione

minore; questa deve essere il più possibile uniforme, eguale cioè per tutte le frequenze, e i tipi di amplificatori usati sono generalmente del tipo a resistenza e capacità.

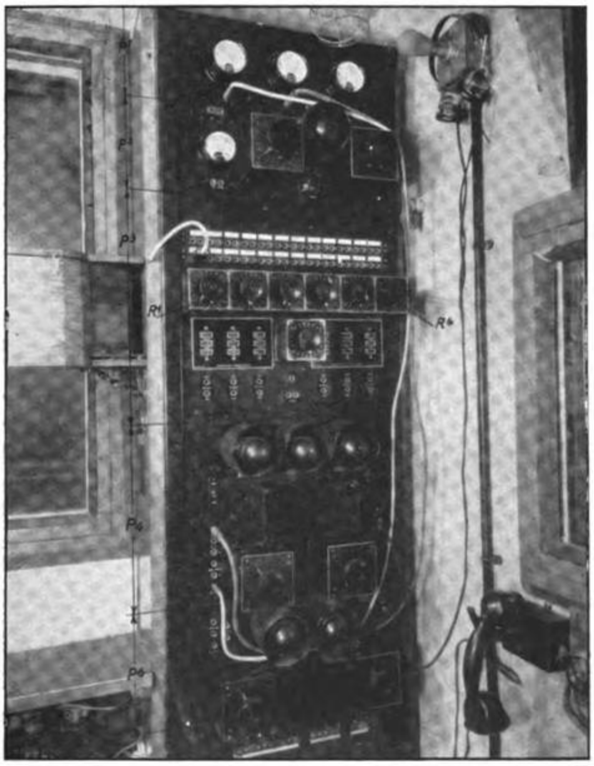


Fig. 8. — Pannello amplificatore della R. C. A. Photophone.

4. - La registrazione col sistema Photophone.

Vi sono diversi sistemi di registrazione sonora, su disco, su nastro o su pellicole. Noi descriveremo prima in modo più particolareggiato il sistema R. C. A. Photophone, che è quello usato alla Cines, dando poi dei brevi cenni sugli altri procedimenti.

Nel sistema Photophone i microfoni posti in teatro sono collegati direttamente alla cabina « sonora », che è situata ad una certa altezza sul piano del teatro, ed è munita di ampie finestre per permettere all'operatore di sorvegliare la scena. La cabina è divisa in due parti, in una è montato l'amplificatore, nell'altra il « *recorder* » o registratore del suono su pellicola. In alcuni studi l'amplificatore e il *recorder* sono montati in una cabina mobile posta in teatro e che viene spostata da una scena all'altra come una macchina da

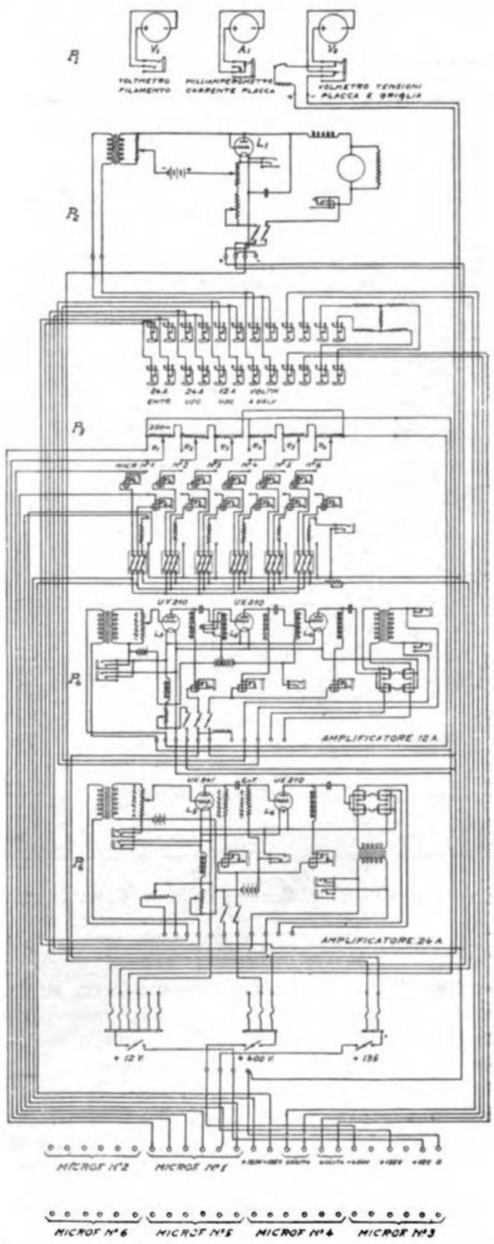


Fig. 9. — Circuito del pannello amplificatore della R. C. A. Photophone.

presa. In altri studi il solo amplificatore è mobile ed è posto in teatro, e il *recorder* è situato, insieme con quelli di tutti gli altri teatri, in un'unica sala, che forma una vera centrale di registrazione.

Il complesso amplificatore, che è mostrato nella fig. 8 e il cui circuito è riportato nella fig. 9, è un telaio simile a quelli usati nelle stazioni ripetitrici, con sette pannelli. Il pannello superiore (P_1



Fig. 10. — Cabina di registrazione sonora.

nello schema) porta due voltmetri V_1 e V_2 ed un amperometro A_1, che per mezzo di cordoni a spine e di prese permettono di misurare le tensioni di alimentazione e le correnti di placca delle diverse valvole. Il pannello successivo P_2 contiene un voltmetro a valvola termoionica L_1, destinato a misurare la tensione alternativa all'uscita dell'amplificatore principale. Nel terzo pannello P_3 sono montati il reostato di accensione delle valvole degli amplificatori microfonici, gli interruttori per i circuiti di placca e di accensione ed i « controlli di volume » dei microfoni.

Quando si usano più microfoni allo stesso tempo è necessario poter regolare indipendentemente la tensione all'uscita dei singoli amplificatori microfonici. I fili di uscita di questi vengono allora condotti a dei reostati variabili $R_1 - R_6$ posti tutti in serie, in modo che all'amplificatore generale è applicata la somma delle tensioni relative ai singoli microfoni, ciascuno di questi conservando la possibilità della regolazione indipendente.

L'amplificatore principale è contenuto nel quarto pannello P_4 ed è a tre valvole L_2 L_3 L_4 con accoppiamento a impedenza e trasformatori: l'uscita è collegata direttamente al *recorder*.

Una piccola frazione delle correnti amplificate viene condotta ad un amplificatore ausiliario, a due valvole L_5 ed L_6, contenuto nel quinto pannello P_6. Ivi le correnti microfoniche vengono amplificate ulterior-

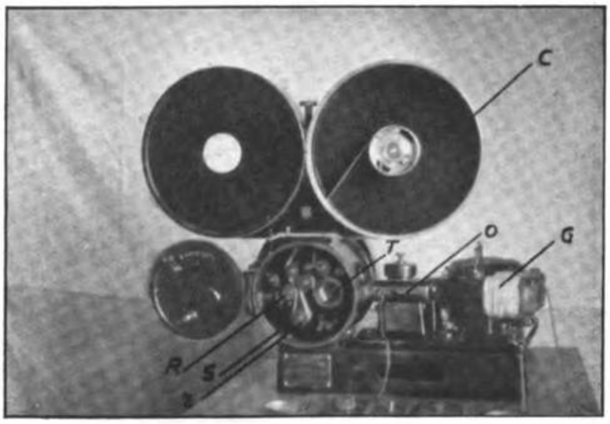


Fig. 11. — *Recorder* visto di fronte.

mente e di qui passano ad un altoparlante di controllo situato in un angolo della cabina di registrazione. Questa ha le pareti tappezzate di feltro, e le sue condizioni acustiche dovrebbero essere analoghe a quelle di una sala di proiezione, in modo che l'operatore possa rendersi conto, almeno in modo approssimato, della qualità della registrazione (fig. 10).

Dall'amplificatore principale, le correnti microfoniche passano al *recorder*. Esso (fig. 11 e 12) è formato dal motore M, dalla scatola degli ingranaggi S con i telai C per il movimento e la conservazione della pellicola, dal galvanometro G con il sistema ottico O e la lampada L, che servono a trasformare le correnti microfoniche in spostamenti di un raggio luminoso.

Il motore M è un motore sincrono a 60 hertz della potenza di circa 150 W, a 220 V; viene alimentato dallo stesso alternatore che alimenta i motorini delle macchine da presa, onde assicurare il sincronismo. Il motore comunica il movimento ai diversi ingranaggi della scatola S per mezzo di una vite perpetua. Il film, su cui viene regi-

strato il suono, esce dalla scatola sinistra dei telai *C*, passa sul rocchetto dentato *R* a 16 denti, scorre su diversi rulli di guida, sul rullo di compensazione *r*, sul tamburo *T*, dove avviene la registrazione, e va a finire nella scatola destra di detti telai. La velocità del film è di 47,5 cm (24 fotogrammi) al secondo e un telaio ne contiene fino a 300 metri sufficenti per 11 minuti di ripresa continua. Il rocchetto *R* viene comandato dal motore attraverso un rapporto fisso di ingranaggi, ma per il tamburo il comando diretto non è possibile. Se infatti il rapporto di trasmissione fra motore e tamburo fosse costante, le velocità della pellicola e del tamburo seguirebbero troppo da vicino quella del motore e risentirebbero delle sue variazioni occasionali, mentre, come vedremo, è necessario che tali velocità restino rigorosamente costanti. A conseguire tale scopo il tamburo di registrazione è comandato dal motore per mezzo di una frizione *F*, situata dietro

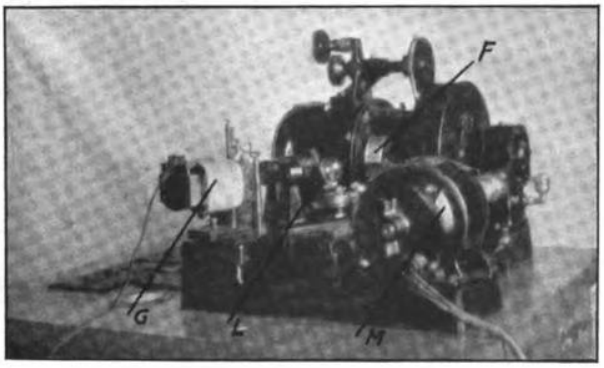


Fig. 12. — *Recorder* visto di fianco.

la scatola *S* e costituita di due ruote coniche a frizione, l'una comandata dal motore e l'altra comandante il tamburo, l'una ad asse fisso e l'altra ad asse mobile. Il rapporto di trasmissione fra le due varia a seconda della posizione dell'asse della seconda ruota, e tale posizione è comandata da quella del rulletto *r*, che è sopportato da un riccio della pellicola. Quando la velocità del rocchetto dentato varia lievemente, ad esempio diminuisce, il tamburo continua ancora il suo moto uniforme per la presenza del volano, il riccio si allunga, e il rulletto, spostandosi in basso, determina un lento movimento dell'asse della ruota conica, in direzione tale da diminuire il rapporto di trasmissione della frizione e quindi la velocità del tamburo, reintegrando la lunghezza del riccio. Il contrario accade quando il tamburo va troppo veloce ed il riccio si accorcia. A causa dell'inerzia del volano e della presenza del riccio questa variazione avviene molto lentamente, e si ha un vero e proprio filtro meccanico, che impedisce il passaggio di variazioni accidentali brusche e permette alle variazioni permanenti di stabilirsi solo in un tempo lungo.

Questo è tanto più importante in quanto nella registrazione della

musica ogni mutamento di velocità del tamburo significa un mutamento nell'altezza delle note registrate, e l'orecchio è molto più sensibile ad una variazione brusca nell'altezza di una nota, che non a una variazione lenta. Questo sistema di regolazione di velocità presenta peraltro diversi inconvenienti, sia per la difficoltà di manutenzione e di approntamento, sia per la delicatezza di costruzione delle ruote coniche, e nei suoi ultimi apparecchi la R.C.A. Photophone vi ha sostituito un sistema a frizione magnetica.



Fig. 13.
Pellicola con scena e colonna sonora modulata.

Il galvanometro G è del tutto simile ad un comune vibratore di oscillografo con equipaggio bifilare, realizzato con caratteristiche tali da soddisfare alla esatta proporzionalità tra corrente e deviazione entro una gamma molto ampia di frequenze (3).

La luce prodotta dalla lampadina L (da 24 watt), posta dinanzi al galvanometro, attraverso una lente concentratrice ed un diaframma a foro quadrato, va a colpire lo specchietto solidale col vibratore del galvanometro, che la riflette in direzione del sistema ottico O. Quest'ultimo è costituito da un tubo cilindrico, portante due lenti concentratrici una delle quali (quella posta nella parte mediana) ha un secondo diaframma tagliato da una sottile fessura rettangolare e (nella parte posteriore) un obbiettivo microscopico, a 10 ingrandimenti, di 16 mm di distanza focale.

La luce riflessa dallo specchietto viene concentrata dalle lenti ed attraverso l'obbiettivo produce sulla pellicola un'immagine della fessura che è larga 1,8 mm, alta 0,019 mm e il cui orlo esterno è distante 7,15 mm dall'orlo del film. La traccia di questa immagine sul film, è quella che viene detta «*colonna sonora*» (figura 13).

In condizioni di riposo, solo metà della colonna sonora è illuminata, poichè uno specchietto a spigolo tagliente, che è posto dinanzi al sistema ottico, provvede a deviare una metà del fascio luminoso, quando l'equipaggio del galvanometro è immobile. In tal modo la

(3) La frequenza propria si aggira intorno ai 7000 hertz, la curva di risonanza è però sufficientemente piatta in guisa da realizzare le volute condizioni di proporzionalità senza grandi divergenze fin verso i 6000 hertz.

colonna sonora si trova divisa in due parti, l'una che viene colpita dalla luce ed appare nera dopo lo sviluppo, l'altra che è protetta e resta chiara.

Quando le correnti microfoniche attraversano il vibratore, si provoca uno spostamento angolare dello specchietto e la larghezza della parte impressionata della colonna sonora aumenta o diminuisce in conseguenza. Si forma così, sulla pellicola in moto, una traccia continua del suono ricevuto dal microfono. Un suono puro di frequenza f produce una sinusoide in cui due massimi successivi distano di una lunghezza $l = \nu f$ essendo ν la velocità periferica di trasporto della

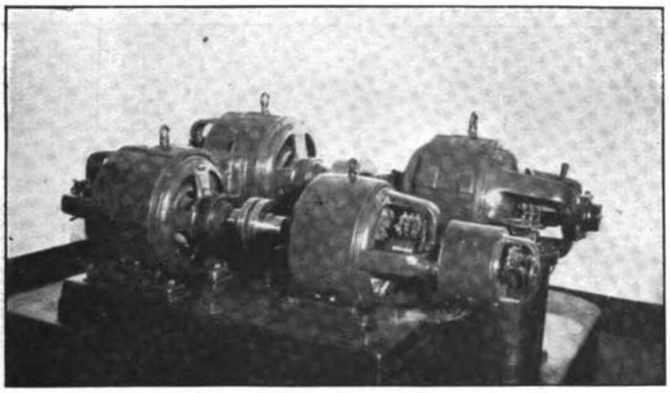


Fig. 14. — Gruppo delle macchine alimentatrici.

pellicola (47,5 cm al secondo); un suono complesso produce un'onda complessa con seghettature più o meno sottili. Il rapporto fra lo spostamento della linea di demarcazione dalla posizione di riposo e la metà della larghezza della colonna sonora, si dice « *grado di modulazione* ».

Quella parte del fascio luminoso che viene deviata dallo spigolo tagliente va a colpire una lastra di vetro smerigliato posta nella parete della cabina sonora vicina all'amplificatore; la larghezza della macchia luminosa così prodotta varia seguendo gli spostamenti del vibratore e quindi l'operatore può farsi un'idea esatta della modulazione di registrazione.

L'alimentazione dell'amplificatore e dei microfoni vien fatta tutta a mezzo di batterie, per evitare disturbi di correnti alternate.

I motori a 60 hertz del *recorder* e delle macchine da presa vengono alimentati da un apposito alternatore, mosso da un motore a corrente continua, che a sua volta riceve energia da una dinamo speciale, condotta da un motore asincrono, il quale ultimo è alimentato dalla rete stradale. Questo complesso sistema si è mostrato indispensabile per ottenere la necessaria regolarità di funzionamento e costanza nella frequenza (fig. 14).

5. - La riproduzione.

Come risultato della registrazione si ottiene dal *recorder* un certo numero di metri di film, che portano incisa, su un lato, una colonna sonora, il cui grado di modulazione è proporzionale alla intensità dei suoni che hanno colpito il microfono. Le macchine da presa forniscono una eguale quantità di pellicola su cui è stata ripresa la scena, e in cui la parte della colonna sonora non è impressionata. Queste pellicole vengono inviate al laboratorio fotografico, dove sono sviluppate e fissate, e dalle due negative si stampa un'unica positiva che porta incise tanto la scena quanto la colonna sonora e che permette senz'altro la riproduzione.

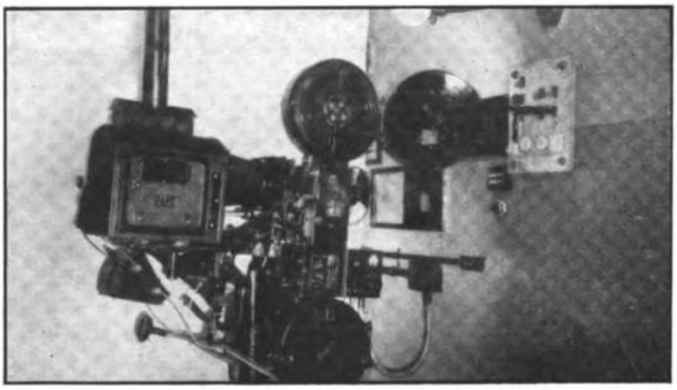


Fig. 15. — Macchina di proiezione.

Lasciando al paragrafo seguente la discussione dei procedimenti fotografici seguiti nel trattamento della colonna sonora, vediamo qui come avviene la riproduzione.

La macchina da proiezione (fig. 15) non differisce molto da una macchina ordinaria di proiezione muta; essa porta due scatole parafuoco, una superiore e l'altra inferiore, che contengono e proteggono il film da proiettare e quello già proiettato rispettivamente, la scatola di ingranaggi per la propulsione del film, la lampada ad arco o ad incandescenza, e la così detta « *testa sonora* ». Il film esce dalla scatola superiore mosso da un rocchetto dentato e giunge alla « *croce di Malta* », un ingranaggio speciale che produce l'avanzamento del film a scatti, davanti ad una apertura rettangolare o « *quadruccio* » attraverso la quale avviene la proiezione del fotogramma sullo schermo. Dinanzi al quadruccio v'è un sistema di lenti per la messa a fuoco dell'immagine sullo schermo e, dietro, la lampada ad arco con specchio concentratore. Indi la pellicola passa su un sistema di rulli e giunge alla testa sonora, che contiene anteriormente la cellula fotoelettrica, nel mezzo la « *soglia sonora* » (*sound gate*) con i due rocchetti di avanzamento e il sistema ottico, e, dietro, la lampadina di eccitazione della cellula (fig. 16).

La cellula fotoelettrica sulla costituzione della quale non ci soffermiamo, essendo stata ampiamente descritta in varie pubblicazioni [4], è collegata, attraverso un trasformatore, ad un preamplificatore, e l'uscita di questo va agli amplificatori di potenza che alimentano gli altoparlanti della sala. Dinanzi alla cellula fotoelettrica è la *sound gate* già nominata, un telaietto metallico ricurvo, con sporgenze ai lati, destinato a tenere in posizione il film, in modo che la colonna

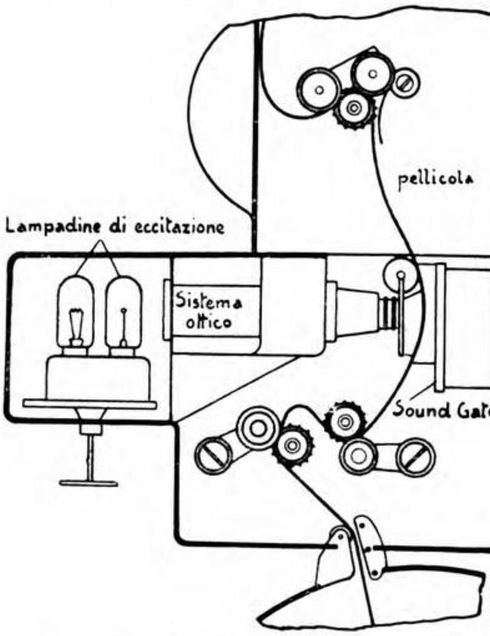


Fig. 16. — Testa sonora della R. C. A. Photophone.

sonora si trovi sempre in corrispondenza dell'apertura della cellula fotoelettrica. Dietro alla *sound gate* è posto il sistema ottico, analogo a quello per la riproduzione e come questo comprendente un diaframma con una sottile fessura. Dietro ancora v'è una lampadina a luce molto intensa, la luce emessa dalla quale, attraverso il sistema ottico, produce sul film l'immagine luminosa della fessura, in corrispondenza della colonna sonora. Quando il film scorre sulla *sound gate*, la luce attraversa la parte chiara della colonna sonora e va a colpire la cellula fotoelettrica; e poichè la larghezza della parte chiara della colonna sonora stessa varia, come si è detto, a seconda dell'intensità dei suoni che all'atto della ripresa hanno colpito il microfono, anche la luce che colpisce la cellula varia in corrispondenza; si de-

[4] Vedi per esempio L'Elettrot., 1931, XVII, p. 498.

termina così una analoga variazione della tensione applicata al preamplificatore, e quindi l'emissione del suono da parte degli altoparlanti della sala.

La frequenza dei suoni emessi da questi ultimi dipende evidentemente dalla velocità di trasporto del film tanto nella riproduzione, quanto nella registrazione; basta una variazione nella velocità di trasporto per produrre una variazione nell'altezza delle note che, benchè percepibile nettamente solo ad orecchi esercitati, è pur sempre sgradevole. Una variazione brusca della velocità produce poi una specie di ululo che guasta completamente la riproduzione; anche nelle macchine di proiezione è quindi necessario curare la costanza della velocità, che vien di solito realizzata coll'uso di speciali frizioni elastiche sugli assi di comando.

6. - I processi fotografici del film sonoro.

La pellicola, una volta impressionata, viene sviluppata, fissata e poi stampata. Questi processi rientrano nel campo della chimica applicata piuttosto che dell'ingegneria, ma essi sono molto importanti per una buona riproduzione del suono, e crediamo opportuno darne un breve cenno.

La emulsione sensibile della quale è coperta la pellicola, esposta alla luce e poi opportunamente sviluppata, subisce un annerimento, dovuto alla riduzione del sale d'argento contenuto nell'emulsione stessa ed al conseguente deposito di argento metallico. L'annerimento a parità di sviluppo dipende dalla illuminazione E alla quale è stata soggetta la pellicola, e dal tempo t per cui tale illuminazione si è protratta. E' precisamente al prodotto di questi due fattori E e t (quantità di luce che ha colpito l'unità di superficie) che si riserva, in questo campo, il nome di « *esposizione* ».

Quantitativamente l'annerimento di una pellicola fotografica sviluppata può determinarsi ricorrendo alla definizione della « *densità fotografica* », con tale notazione intendendosi il logaritmo decimale del rapporto fra il flusso luminoso Φ_0 che cade sulla pellicola e quello Φ_1 che la traversa :

$$d = \log_{10} \frac{\Phi_0}{\Phi_1}.$$

La relazione fra l'« *esposizione* » e la « *densità* » di una pellicola, per un dato sviluppo, viene espressa graficamente per mezzo della « *curva caratteristica* » o curva di Hurter e Driffield, che è del tipo mostrato nella fig. 17.

La curva si inizia nel punto A dove l'emulsione comincia a dare il primo segno di annerimento percepibile all'occhio, e che viene detto « *soglia* ». Nel primo tratto $A\,B$ la densità cresce lentamente con l'esposizione, nel secondo tratto che è il più lungo e quasi rettilineo la densità cresce più rapidamente e infine, dopo il ginocchio, tende a diventare quasi costante. Il tratto $A\,B$ è quello della « *sottoesposizione* », il tratto $B\,C$ della « *esposizione normale* » e quello $C\,D$ della « *sopraesposizione* ». Il prolungamento della parte rettilinea $B\,C$ in-

contra l'asse della esposizione nel punto E. Il valore OE vien detto « *inerzia* » e la tangente dell'angolo OEC « *gamma* ». Variando il tempo di sviluppo, l'andamento generale della curva resta lo stesso, ma la gamma cambia e diventa tanto maggiore quanto più lo sviluppo è lungo.

La gamma di un dato materiale sensibile dà una chiara indicazione sul carattere della negativa fotografica che se ne potrà ottenere; quando la gamma è piccola, la negativa riescirà pastosa e sfumata; e viceversa essa sarà tanto più dura e ricca di contrasti, quanto maggiore è la gamma stessa.

Nel sistema di registrazione del suono « ad area variabile » del quale ci siamo finora occupati la colonna sonora è divisa in due parti, una uniformemente chiara e l'altra uniformemente oscura.

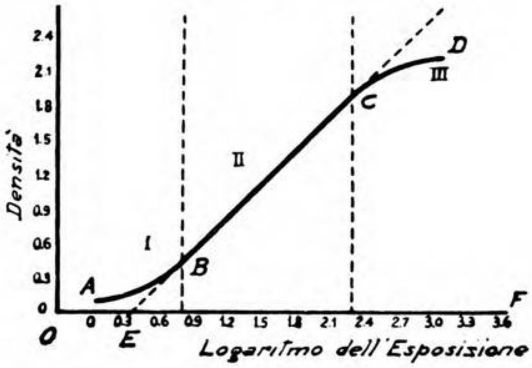


Fig. 17. — Curva di Hurter e Driffield.

Per avere una buona riproduzione è necessario ottenere una positiva che soddisfi a due criteri. Primo, la parte esposta della colonna sonora deve essere la più nera possibile e quella non esposta la più chiara possibile, per ottenere la massima variazione nel flusso luminoso che colpisce la cellula, e quindi il massimo di energia modulata. Secondo, i contorni della colonna, le sottili seghettature dovute alle note alte devono restare nitidi, senza aloni e senza sfumature, per ottenere una buona riproduzione delle alte frequenze.

La prima condizione è la più critica, mentre la seconda lascia maggior latitudine; cominceremo quindi ad esaminare brevemente la prima.

Una colonna sonora positiva molto nera può essere ottenuta con una esposizione lunga e uno sviluppo corto o con un'esposizione breve e uno sviluppo prolungato. La pellicola positiva porta però non solo la colonna, ma anche la scena, e questa dovendo esser trattata fino a raggiungere un contrasto piacevole all'occhio, il tempo di sviluppo resta praticamente fissato, e determinata quindi l'esposizione che darà la voluta densità in corrispondenza della colonna sonora.

Se ora si considera una colonna sonora modulata al valore m da un'onda sinusoidale di frequenza f, chiamando Φ il flusso luminoso

che colpisce la colonna, d_1 la densità fotografica della parte chiara e d_2 quella della parte oscura, può dimostrarsi che il volume di suono ottenibile nell'altoparlante è proporzionale a:

$$\Phi\, m\, [10^{-d_1} - 10^{-d_2}].$$

In base a questa formula sono state calcolate le curve della fig. 18, che danno il volume di suono ottenibile da una positiva in funzione della densità della parte nera, per diversi valori della densità della parte chiara, per *m* costante.

Dalle curve risulta che è molto importante ottenere una parte chiara libera da velo, mentre non è opportuno spingere a valori troppo

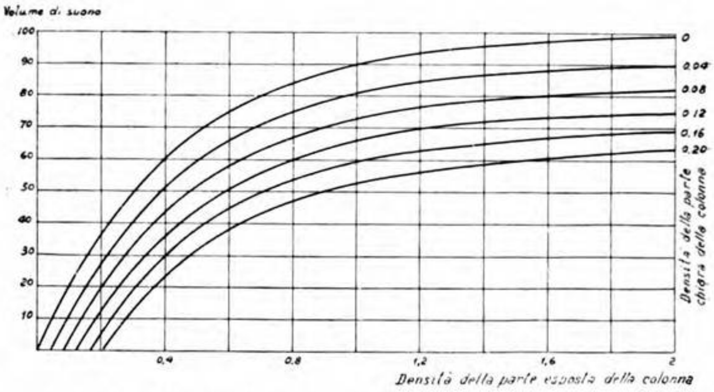


Fig. 18. — Curve del volume di suono in funzione delle densità delle parti chiara ed oscura della positiva.

elevati la densità della parte scura, perchè il guadagno in volume di suono è sempre più esiguo, mentre ci si espone al pericolo di una sovraesposizione, che produrrebbe velo sulla parte chiara.

Un certo velo dovuto allo sviluppo, di densità $0{,}05 \div 0{,}06$, è peraltro sempre presente ed inevitabile. Assumendo come valori ragionevoli da ottenere, 1,4 per la densità della parte scura e 0,07 per la densità della parte chiara, si raggiunge l'80 % del volume massimo di suono, risultato già praticamente buono. Si consideri ora la fig. 19 che mostra la relazione fra esposizione e densità per un tipo di film Kodak positivo, sviluppato alla gamma 1,8, e che è in realtà la curva di Hurter e Driffield per quel dato sviluppo. Per ottenere una densità 1,3 si deve dare una esposizione relativa 0,45 e per non superare la densità 0,07 nella parte chiara, l'esposizione non deve essere maggiore di — 0,90. La differenza fra questi due valori è 1,35; e tale numero rappresenta il logaritmo del rapporto fra le due esposizioni, il cui valore è dunque 3. Ora la esposizione della positiva è ottenuta sovrapponendovi la negativa e facendola passare davanti a una lampadina a luce regolabile. Quindi, per ottenere la condizione suddetta, la parte nera della negativa dovrà assorbire i 22/23 (circa

il 96 %) della luce incidente, cioè dovrà avere una densità 1,4, se la parte chiara è perfettamente trasparente. Se anche la negativa ha la parte chiara annebbiata, la parte nera dovrà essere proporzionalmente più densa, in modo che la differenza fra le densità della parte nera e della parte chiara resti sempre 1,4. Un certo velo sulla negativa è quindi meno dannoso che sulla positiva, purchè sia uniforme e sia accompagnato da una maggiore densità della parte scura.

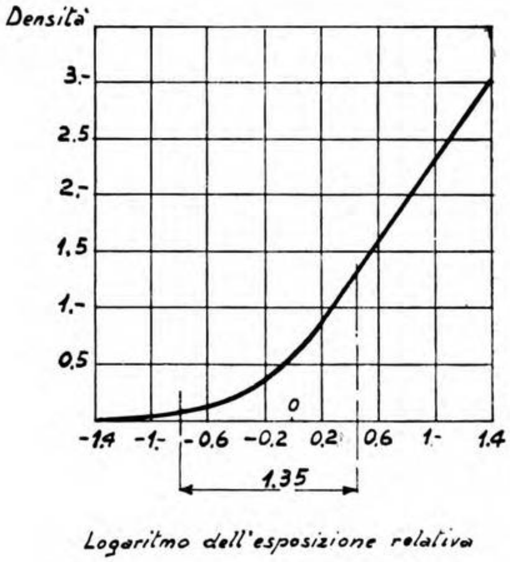


Fig. 19. — Curva di Hurter e Driffield per un film Kodak positivo.

Da queste considerazioni risulta che per ottenere una positiva che dia l'80 % del volume massimo di suono (che è poi il massimo effetto praticamente raggiungibile) la negativa deve avere una densità 1,4 ÷ 1,5. E' peraltro da notare che l'effetto di variazioni di densità della negativa sul volume di suono è relativamente modesto. Una negativa di densità 0,8, che all'occhio appare pallidissima, stampata bene darà una positiva da cui si ottiene già il 67 % del volume di suono massimo. Determinato il valore 1,4 come il valore più consigliabile della densità della negativa, resta ancora da vedere con quale combinazione di esposizione e di sviluppo, tale valore debba essere ottenuto.

Il fattore determinante è la buona riproduzione delle alte frequenze; queste sono, nel film sonoro, riprodotte meno bene delle basse, perchè alle alte frequenze la lunghezza d'onda del suono sul film diviene comparabile con la larghezza della fessura ottica e con lo spessore dell'emulsione. L'effetto della larghezza finita della fessura è di rendere variabile la densità nella porzione esposta della colonna, fa-

cendola aumentare nelle valli e diminuire nei picchi della modulazione, generando così una diminuzione del volume alle frequenze alte, e una distorsione. L'effetto di una lunghezza d'onda comparabile con lo spessore dell'emulsione fa entrare in gioco il potere risolutivo del film. Nell'interno dell'emulsione avviene una irradiazione di luce; la luce riflessa colpisce particelle al di fuori dei limiti del raggio luminoso, e questo sconfinamento è tanto più sentito quanto più sottili sono le seghettature del contorno della colonna e maggiore è la frequenza. Ambedue queste cause di distorsione vengono accentuate da un incorretto trattamento fotografico della negativa. L'effetto dovuto al potere risolutivo del film non è molto grande per frequenze inferiori ai 10.000 hertz, se non quando la negativa è sovraesposta o sovrasviluppata. Quanto all'effetto della fessura, ricerche recentis-

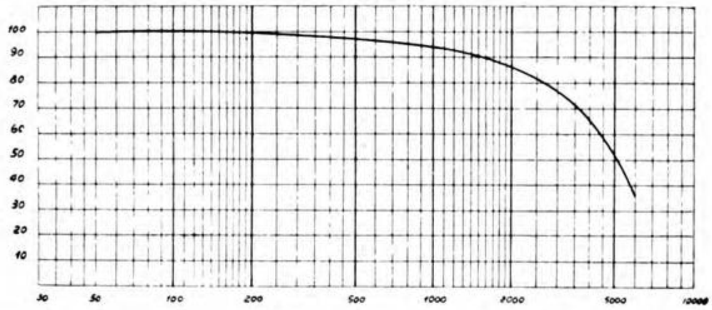


Fig. 20. — Curva delle perdite di registrazione su pellicola (*film transfer loss*): tensione all'uscita in % della tensione massima, in funzione della frequenza in hertz.

sime mostrano che la energia sonora ottenibile da una positiva a frequenze elevate (6000 hertz) dipende tanto dalla densità quanto dalla gamma della positiva e della negativa e che è bene tenere la densità della negativa non superiore a $1{,}4 \div 1{,}5$ e quella della positiva leggermente più bassa.

Ma in complesso le regole date per ottenere un buon volume di suono, assicurano anche un rendimento conveniente alle alte frequenze, purchè la negativa non sia sovraesposta o sovrasviluppata. Una negativa che dia una densità di 0,8 a 1,5 con un medio sviluppo darà risultati soddisfacenti, se stampata a dovere.

Si ha un'idea precisa della perdita media alle alte frequenze, a causa dei fenomeni prima citati, modulando una pellicola con frequenze variabili e grado di modulazione costante, facendola passare attraverso un apparecchio di riproduzione e determinando la tensione all'uscita.

La fig. 20 riporta ad esempio un diagramma ottenuto per tal via, in condizioni normali di sviluppo e stampa; esso mostra che la perdita non è apprezzabile se non sopra i 4000 hertz ed in ogni modo essa può essere compensata con la opportuna scelta dell'amplificatore.

7. - Altri metodi di registrazione.

Oltre al metodo di registrazione R. C. A. Photophone, ne esistono numerosi altri, caratterizzati sopratutto dal tipo di *recorder*. Gli amplificatori, il microfono, il sistema sincrono di propulsione della macchina da presa e del *recorder* restano fondamentalmente gli stessi, salvo poche varianti.

Globalmente, i sistemi di registrazione possono venir raggruppati in quattro classi: sistemi « ad area variabile » su film, « a densità variabile » su film, con registrazione su disco e su nastro di acciaio.

Alla prima classe appartengono il sistema Photophone già descritto, il Visatone della Stoll-Marconi, il Thomson-Houston, il Selenophone. In tutti questi la registrazione è prodotta come si è già detto da un sottile pennello di luce, di intensità costante, la cui posizione sul film è controllata dalle correnti del microfono. Mentre la pellicola si muove longitudinalmente, il raggio di luce si muove trasversalmente, producendo sul film una striscia di larghezza variabile, ma uniformemente nera, da cui il nome « *ad area variabile* ». Il Photophone ed il Visatone usano ambedue un vibratore a cappio, con specchietto mobile, mentre il Selenophone ha un galvanometro del tipo di Einthoven, con un solo filo, che, vibrando, nasconde una parte maggiore o minore della fessura ottica.

Nei sistemi « *a densità variabile* » la fessura del sistema ottico è sempre illuminata uniformemente in tutta la sua larghezza, ma la intensità della illuminazione varia nei successivi istanti, seguendo le variazioni delle correnti microfoniche, in modo che i vari suoni si traducono in linee trasversali più o meno lontane le une dalle altre e più o meno intense. La densità del film varia intorno ad un valore medio, che corrisponde all'assenza di suono, tra massimi e minimi, che sono tanto più intensi quanto più intenso è il suono. Per una buona riproduzione di quest'ultimo è necessario che le densità della positiva siano proporzionali alle intensità delle correnti microfoniche; tale risultato si ottiene all'atto della copia del negativo sul positivo, osservando certe norme speciali per quello che riguarda la luce di impressione e stampa e la durata dello sviluppo, in modo che il prodotto delle gamme della negativa e della positiva risulti eguale all'unità.

I metodi più importanti che rientrano in questa classe sono il Fox Movietone, il Western e il Klangfilm-Tobis. Nel Fox Movietone le correnti microfoniche controllano le variazioni della intensità luminosa di un tipo speciale di lampadine a luminescenza, dette *eolite*. La luce della lampada giunge, attraverso una fessura, al film e vi produce, a sviluppo avvenuto, annerimenti corrispondenti alle correnti microfoniche. Il sistema Western Electric impiega una lampada di intensità luminosa costante, la cui luce giunge sul film attraverso una fessura formata da due nastrini d'acciaio immersi in un campo magnetico costante. Le correnti microfoniche attraversando i due nastrini li fanno vibrare e fanno variare proporzionalmente la larghezza della fessura e la quantità di luce che colpisce il film.

Il sistema Klangfilm-Tobis impiega una cellula speciale o cellula di Kerr, sostanzialmente costituita da due elettrodi metallici piani e paralleli, molto vicini, immersi nel nitrobenzolo o nitrotoluolo, cui è ap-

plicata, oltre una tensione di polarizzazione, la tensione proveniente dal microfono, debitamente amplificata; la cellula è compresa tra due nicol, polarizzatore l'uno, analizzatore l'altro, con gli assi ottici spostati di un angolo opportuno. Quando non v'è tensione applicata alla cellula, all'infuori di quella continua di polarizzazione, la luce polarizzata dal primo nicol viene assorbita in parte dal secondo, e produce un annerimento del film corrispondente all'assenza di suono. Quando alla tensione continua si sovrappone quella di carattere alternativo proveniente, pel tramite degli amplificatori, dal microfono, il piano di polarizzazione della luce subisce, attraverso la cellula, rotazioni corrispondenti e quindi attraverso il nicol analizzatore passa una quantità di luce maggiore o minore, che produce dei corrispondenti annerimenti del film.

Il metodo «*a dischi*» è il più antico ed è molto usato in America, dove per esempio la Warner Bros. registra ancora tutti i suoi film con tale sistema. I dischi usati in tale applicazione differiscono da quelli grammofonici comuni, per le dimensioni maggiori e per la diversa velocità di rotazione con cui vengono incisi (33 giri al 1′ invece di 78). Ciò è dovuto alla necessità di avere un disco che duri una diecina di minuti, come i rotoli o «*pizze*» corrispondenti di film sonoro, che generalmente sono lunghi 300 metri e durano appunto dieci, undici minuti. L'incisione vien fatta su dischi di cera, a superficie perfettamente liscia, per mezzo di un «*pick-up*» incisore, la cui punta di zaffiro, controllata dalle correnti microfoniche, subisce spostamenti laterali corrispondenti a queste ultime. Il *pick-up* è sopportato da un braccio che durante l'incisione si muove dal centro alla periferia del disco di cera in rotazione; si viene così a produrre su questo un solco spirale ondulato che è, per così dire, la riproduzione geometrica dei suoni successivamente raccolti dal microfono. Da questo disco di cera si ottengono per mezzo di processi elettrolitici delle matrici metalliche, che si impiegano poi a stampare i dischi di *compound* nero.

Nel sistema di registrazione «*a nastro di acciaio*», le correnti microfoniche amplificate vengono portate al rocchetto eccitatore di un elettromagnete e producono nell'intraferro di questo un campo magnetico variabile; nell'intraferro stesso scorre un sottile nastro d'acciaio il quale assumerà successivi valori di magnetizzazione locale, che persistono poi, in determinate proporzioni, per i noti fenomeni legati alla esistenza della isteresi magnetica, corrispondenti alle intensità del campo induttore e quindi della corrente microfonica che lo ha suscitato. Sul nastro d'acciaio si forma così una «traccia magnetica» dei suoni ricevuti dal microfono, la quale consente poi la riproduzione. Basta all'uopo seguire il procedimento inverso, facendo passare il nastro fra i due poli di un nucleo magnetico che porta un avvolgimento, i due estremi del quale sono collegati ad un amplificatore. Il nastro passando produce nel nucleo una magnetizzazione variabile, corrispondente alle «impressioni magnetiche locali» in esso rimaste; nasce in conseguenza nell'avvolgimento una f. e. m. variabile, la quale, debitamente amplificata, consente la alimentazione degli altoparlanti di riproduzione.

Fra tutti questi sistemi, quello a nastro d'acciaio e quello a disco

sono da noi relativamente meno usati. Tutti e due sembrano dare alla riproduzione un forte fruscio, causato o dalle piccole irregolarità del disco, o dallo sfregamento del nastro sulla superficie di guida.

Nel sistema a nastro la velocità di trascinamento è superiore a un metro per secondo: la lunghezza corrispondente ad un periodo è più che doppia di quella relativa ai sistemi a pellicola e quindi la riproduzione delle alte frequenze risulta migliore.

Il sistema a dischi presenta invece l'inconveniente della lentezza con cui gira il disco stesso. L'incisione si svolge dall'interno all'esterno seguendo una spirale di Archimede, la cui prima spira ha uno sviluppo di circa 45 cm. Dato che il disco compie un giro in circa due secondi, la velocità di incisione all'inizio è di 20 cm al secondo e quindi un suono della frequenza di 4000 hertz viene registrato con ondulazioni della punta in cui due massimi successivi distano appena di 5/100 di mm; e le condizioni peggiorano ovviamente quando

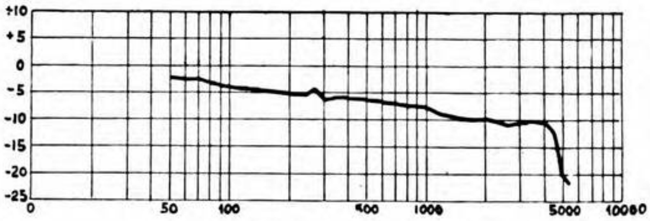


Fig. 21. — Curva della sensibilità (decibel) di un incisore grammofonico in funzione della frequenza (hertz).

si debbono registrare suoni più acuti. Inoltre la « *larghezza dell'incisione* » (elongazione della punta da una parte e dall'altra della spirale di base) non è la stessa lungo la banda di frequenze che si vuol produrre. Se tale larghezza si mantenesse costante, dato che la f. e. m. indotta nell'avvolgimento del *pick-up* riproduttore è proporzionale alla velocità trasversa della punta, tale f.e.m. crescerebbe sproporzionatamente nel passaggio dalle frequenze basse alle alte e quindi, nel desiderio di mantenerla costante, l'incisione si fa di ampiezza minore, in corrispondenza dei suoni più acuti, quella relativa ai suoni bassi restando praticamente limitata dalla distanza fra due « solchi base » successivi.

D'altra parte, alle alte frequenze la « lunghezza d'onda » corrispondente all'incisione diviene così piccola che i tratti « radiali » del solco verrebbero a tagliare la linea media quasi ad angolo retto: la puntina del *pick-up* riproduttore non potrebbe seguire variazioni così brusche e finirebbe per sfuggire dal solco, cosicchè è praticamente necessario limitare ulteriormente l'ampiezza di incisione anche alle alte frequenze, con una corrispondente diminuzione di efficienza; la fig. 21 mostra in proposito il comportamento di un incisore alle varie frequenze.

E' da notare poi che il *pick-up* riproduttore, a causa delle dimensioni finite della puntina, produce una ulteriore diminuzione di

efficienza in corrispondenza delle alte frequenze, che son quelle che in definitiva soffrono di più nel processo di registrazione su disco. Anche la scala di volumi che il disco può riprodurre è relativamente piccola perchè il volume minimo deve essere tenuto sopra al volume del fruscio mentre il volume massimo è necessariamente limitato dalla piccola distanza fra due solchi vicini. I sistemi di registrazione su pellicola richiedono maggiore cura rispetto a quelli a dischi e a nastro d'acciaio, ma hanno anzitutto il vantaggio di fornire suono e scena su un'unica pellicola, ciò che è ben più conveniente per la proiezione; inoltre essi permettono una buona riproduzione dei suoni di alta frequenza, che fino a circa 6000 hertz non subiscono attenuazione sensibile.



Fig. 22. — Registrazione della Fiera dell'uva a Marino con apparecchio registratore su autocarro.

8. - La ripresa.

Descritti succintamente i diversi apparecchi usati per la registrazione, diciamo ora qualche parola sull'effettiva esecuzione di un film.

Supponiamo che il copione sia stato approvato, che il direttore di scena abbia scelto gli attori e distribuito le parti, che siano state disegnate e costruite le scene e veniamo senz'altro ad un giorno di registrazione in teatro. Il direttore di scena, basandosi sul copione, spiega agli operatori « sonori » e « muti » quale sarà la scena da girare, come si muoveranno gli attori, quali parole pronunceranno, quali effetti di prospettiva, visiva o sonora, sono da ottenere. In base alle istruzioni del direttore, gli operatori « muti » collocano le loro

macchine, fanno spostare i proiettori e i riflettori; l'operatore « sonoro » dispone i suoi microfoni e istruisce i suoi aiutanti affinchè li muovano opportunamente durante l'azione. In genere si girano scene che non durano più di 30-40 secondi, a meno che non si tratti di musica sola o canto. Intanto l'aiutante direttore fa preparare il « ciac » relativo alla scena. Il suono e la scena vengono registrate su due diverse negative e, per poterle combinare insieme esattamente, è necessario un punto di riferimento. A questo serve una tenaglia di legno, detta appunto « *ciac* » in linguaggio di scena, con le due braccia dipinte a strisce bianche e nere, che l'aiuto direttore chiude bruscamente all'inizio della scena, tenendosi nel campo del microfono e della macchina fotografica. Le macchine da presa fotografano la tenaglia che si chiude, il *recorder* registra il colpo secco dei due legni che battono e queste due registrazioni, identificabili facilmente sulle due negative, danno il necessario punto di riferimento.

Gli attori provano la scena, l'operatore « sonoro » ascolta le loro voci all'altoparlante nella sua cabina, fa modificare la posizione dei microfoni, il tono e l'altezza delle voci, indica la presenza di rumori estranei. Infine, quando direttore ed operatori sono soddisfatti delle prove, viene il momento di registrare o di « girare », come si dice in linguaggio cinematografico. Si chiudono le porte, si accendono i riflettori e le luci rosse, gli operatori delle macchine da presa inseriscono i loro motorini in modo che possano venire messi in marcia dalla cabina sonora, insieme col *recorder*. « Pronti, via »; le macchine partono, l'aiuto direttore fa il « ciac », gli attori eseguiscono la scena. Dopo tre o quattro settimane di lavoro, durata media della registrazione di un film sonoro, il direttore di scena ha a sua disposizione 100-200 mila metri di negativa, fra suono e scena, e fra questa massa di materiale deve scegliere i due o tremila metri di pellicola che costituiranno il film. Questa operazione, che viene detta « *taglio* », è una delle operazioni più delicate ed è quella che dà la forma definitiva al film. Dalla negativa base così ottenuta vengono poi stampate le copie che verranno proiettate nei singoli cinematografi.

Esprimo qui i miei più vivi ringraziamenti all'ing. Pietro Cavazzuti, già direttore del reparto sonoro della Cines ed ora della Metro Goldwin Mayer (Roma), per i suoi preziosi suggerimenti e consigli, e ai signori Bianchi, Leone e Forni, della Cines, che mi hanno fornito la maggior parte del materiale illustrativo.

LA RIUNIONE PLENARIA DELLA C. M. I. [1]

Si danno informazioni sui lavori compiuti nella riunione del luglio 1932 dalla « Commissione Mista Internazionale per la protezione delle linee di telecomunicazione » (C. M. I.). Si illustrano le conclusioni a cui sono pervenute, nei singoli Comitati di studio, le due Sezioni della Commissione, aventi per programma: la prima lo studio sperimentale della interferenza tra le linee di trasporto di energia elettrica e le linee telefoniche e telegrafiche, la seconda gli effetti di elettrolisi delle correnti vaganti, le misure relative e la protezione delle canalizzazioni sotterranee.

Viene indicata la nuova organizzazione della C. M. I. che si riunirà nuovamente nel 1934, per discutere le conclusioni a cui perverranno nel frattempo i singoli Comitati di studio sulle questioni ancora all'ordine del giorno.

La Commissione internazionale per la protezione delle linee di telecomunicazione e delle canalizzazioni sotterranee ha tenuto nel mese di luglio ultimo scorso a Parigi la sua riunione plenaria biennale [2]. In queste riunioni plenarie i Comitati di studio, costituenti la Commissione, vengono convocati per riferire sulle esperienze compiute nel periodo precedente e farne convalidare i risultati, e per discutere il programma di ulteriori ricerche. La riunione di Parigi durò una settimana e occupò una serie numerosa di sedute, spesso contemporanee per i diversi comitati, così da assumere particolare importanza.

1. - Lavori della prima Sezione.

La prima Sezione, che si occupa della difesa delle linee telefoniche dai disturbi di carattere induttivo, dovuti alle installazioni elettroferroviarie ed alle linee di trasporto dell'energia elettrica, ha compiuto, per opera dei vari Comitati, studi e ricerche notevoli e conclusive.

Primo Comitato: *Definizione e misura della azione perturbatrice degli impianti di energia.* — Compito del comitato era l'esecuzione di esperienze, tanto sulle macchine, quanto sugli impianti, per studiare il valore pratico dei metodi e degli apparecchi di misura della influenza perturbatrice dovuta alle installazioni di energia. In seguito ad alcune serie di misure eseguite mediante un metodo oggettivo dalle Amministrazioni tedesca e svedese dei telefoni su diversi tipi di macchine e di impianti, il comitato, presieduto da Holmgreen della

---

[1] « Commission Mixte Internationale pour les expériences relatives à la protection des lignes de télécommunication et des canalisations souterraines ».

[2] A. F., 1932, I, p. 316.

Amministrazione postelegrafonica svedese, venne nella conclusione che i metodi oggettivi sono da preferire per apprezzare l'effetto delle perturbazioni telefoniche. La determinazione della tensione perturbatrice equivalente così determinata è di particolare utilità per il progetto dei nuovi impianti.

Vennero precisate le modalità di impiego dello psofometro (3) per tenere conto del coefficiente di accoppiamento tra la linea influenzata e quella di energia.

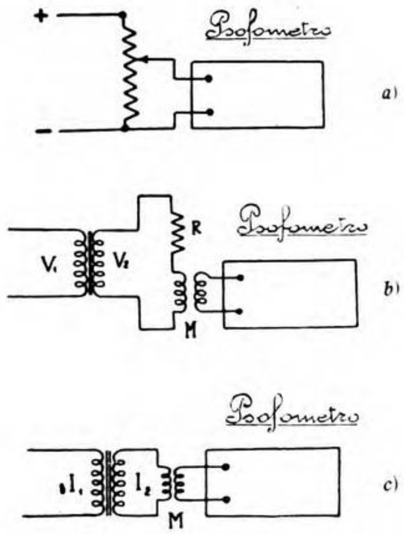


Fig. 1. — Schemi d'inserzione dello psofometro.

Per la misura della tensione perturbatrice di una linea di trazione a corrente continua, lo psofometro viene inserito direttamente ai capi di un potenziometro non induttivo (fig. 1, *a*). In questo caso, se V è la tensione di linea, k il rapporto di riduzione del potenziometro e $F(f)$ l'equazione della curva del filtro, si misura $k\,V\,F(f)$. Per la misura della tensione perturbatrice di una linea a tensione alternata, occorre aggiungere un dispositivo atto ad introdurre un fattore proporzionale alla frequenza, ad esempio un trasformatore funzionante a vuoto M, alimentato a sua volta da un trasformatore di tensione, avente in serie una resistenza R, sufficientemente grande (fig. 1, *b*). In questo caso si misura evidentemente $[\omega\,M\,V_2/R]\,F\,(f)$. Infine per la

(3) Intendesi per *psofometro* (misuratore dei rumori) l'apparecchio per la misura oggettiva del rumore, munito di un circuito filtrante, la cui caratteristica è stata definita dal C. C. I. nella riunione plenaria di Parigi 1931.

misura di una corrente perturbatrice si usa analogamente un trasformatore M (con primario di bassa resistenza) alimentato da un riduttore di corrente (fig. 1, *c*), con che si misura $\omega M I_2 F(f)$.

In luogo dello psofometro il comitato ammette l'uso di qualsiasi altro dispositivo, che, basato sulle curve di frequenza date dal C. C. I., conduca ai medesimi risultati.

SECONDO COMITATO: *Precauzioni da prendere per diminuire i disturbi prodotti nelle linee telefoniche dai raddrizzatori.* — Nel campo dei fenomeni di induzione è particolarmente da segnalare il ciclo delle esperienze compiute dal secondo comitato, presieduto da Bachellery (Francia), sui disturbi provocati nelle linee telefoniche dai raddrizzatori a vapore di mercurio.

Queste esperienze hanno condotto concordemente al risultato, che è possibile attenuare in grande misura i disturbi prodotti nelle linee telefoniche dai raddrizzatori a vapore di mercurio, inserendo filtri appropriati fra i raddrizzatori e le linee a corrente continua da essi alimentate. I filtri sono costituiti da una bobina di induttanza disposta in serie sul filo di contatto e da quattro circuiti risonanti disposti in parallelo tra esso e la terra, accordati alle frequenze di 300 - 600 - 900 e 1200 hertz, essendo la frequenza primaria di 50 hertz. Mediante questi dispositivi i disturbi dovuti ai raddrizzatori a vapore di mercurio non sono superiori a quelli corrispondenti ai gruppi rotanti.

Il comitato competente ha preso in esame le esperienze da compiere sui nuovi raddrizzatori a griglia polarizzata, dai quali sono da attendere perturbazioni più gravi. Gli esperimenti saranno compiuti al laboratorio S.F.E.R.T. (Sistema Fondamentale Europeo di Referenza per la trasmissione Telefonica) di Parigi, dove verranno installati alcuni raddrizzatori di vario tipo e ne verranno studiati e misurati gli effetti perturbatori.

TERZO COMITATO: *Effetto della messa a terra del neutro sulle tensioni indotte sulle linee telefoniche prossime o parallele.* — Il comitato, presieduto da Brylinski (Francia), ha condotto a Portobello (Inghilterra) una serie di esperienze su di una rete a 132.000 V avente vari parallelismi con linee telefoniche. Secondo le conclusioni del comitato, non si ebbero a rilevare, nelle condizioni in cui si trovano tali linee (di costruzione ordinaria), induzioni realmente perturbatrici tra le installazioni ad altissima tensione e quelle telefoniche.

Altre esperienze furono condotte in condizioni molto particolari, cioè su di una rete ad alta tensione completamente in cavi, alimentata direttamente da alternatori, nel qual caso sono da temere, per effetto di capacità, fenomeni di risonanza e di esaltazione di armoniche, specie per le armoniche di ordine elevato. Mediante una scelta opportuna dell'alternatore, per modo che i multipli dell'armonica 3 siano deboli, e mediante l'uso di filtri atti ad eliminare le poche armoniche residue, si può rendere anche questo tipo particolare di impianti inoffensivo per le linee di telecomunicazione.

Si sono anche studiati gli effetti della messa a terra del neutro direttamente, ovvero mediante la bobina di Petersen, o infine mediante resistenze; e saranno proposte opportune norme per predeterminare le intensità della corrente di corto circuito, mentre sarà oggetto di studi

sperimentali la misura delle impedenze caratteristiche dei trasformatori di grande potenza per le frequenze telefoniche, onde predeterminare, colla considerazione di un circuito equivalente, la loro influenza sui circuiti telefonici.

QUARTO COMITATO: *Influenza della conducibilità delle rotaie sul valore della forza elettromotrice indotta dalle linee di trazione elettrica nei circuiti di telecomunicazione.* — Questo argomento è stato oggetto di notevoli esperienze in Svizzera ed in Germania per parte del quarto comitato di studio, presieduto da Muller (Svizzera). Gli studi compiuti in questa circostanza hanno consentito di attuare un metodo semplice e pratico per determinare la intensità di corrente alternativa passante nelle rotaie. Le misure hanno messo in luce l'influenza della conducibilità delle rotaie sul valore della forza elettromotrice indotta nei circuiti di telecomunicazione, paralleli ad una linea di trazione elettrica a corrente alternata, e particolarmente hanno posto in rilievo la influenza dei giunti elettrici delle rotaie, dalla cui efficienza dipendono grandemente le tensioni indotte nei circuiti telefonici, contenuti nei cavi prossimi alle rotaie.

QUINTO COMITATO: *Influenza delle variazioni della intensità della corrente nelle linee di trazione elettrica a corrente continua sulle linee di telecomunicazione.* — Le esperienze compiute dal quinto comitato di studio, presieduto da Albanese (Italia), furono rivolte a determinare la influenza sia della interruzione, sia della inserzione di corrente in una linea di trazione a corrente continua, sia infine di un corto circuito su di essa.

Si è constatato che, mentre l'influenza di tali anormalità sulle linee telegrafiche sarebbe di non grande importanza, tenuto conto che esse si manifestano a rari intervalli di tempo, è da temere che per le linee telefoniche la questione sia più grave; e che di conseguenza le apparecchiature di interruzione negli impianti di trazione elettrica a corrente continua debbano essere particolarmente regolate sotto il punto di vista della loro rapidità di funzionamento. La questione ha grande portata per i costruttori delle apparecchiature, per determinare fino a qual punto è loro possibile di aumentare la rapidità di funzionamento degli interruttori a corrente continua.

Sono stati presi accordi per un ciclo di misure sulle tensioni longitudinali indotte nei fili telefonici paralleli ad una ferrovia a corrente continua all'atto di un corto circuito sulla linea di trazione e della interruzione successiva della corrente, quando questo corto circuito si produce in punti a diverse distanze dalla sottostazione di alimentazione. Di queste esperienze si sono incaricate le Amministrazioni delle PP. TT. e delle FF. SS. italiane.

SESTO COMITATO: *Definizione, misura e limiti dei rumori parassiti delle linee telefoniche.* — Le esperienze compiute dal sesto comitato, presieduto da Bartholomew (Inghilterra), si riferiscono allo studio dei rumori parassiti nei circuiti telefonici internazionali con speciale riguardo alla definizione del limite massimo consentito. La misura dei rumori è una delle questioni più dibattute nella telefonometria, perchè il metodo *soggettivo* già raccomandato dal C. C. I. sollevò così numerose obbiezioni, da consigliare al C. C. I. stesso lo

studio e possibilmente l'adozione di un metodo *oggettivo* ([4]), capace cioè di eliminare l'apprezzamento personale dell'operatore e di sostituirvi le indicazioni di uno strumento elettrico a lettura diretta, per esempio la lettura in millivolt di una tensione, corrispondente all'intensità di corrente che provoca un dato rumore.

Il dott. Osborne ha proposto il suo « misuratore del fattore di perturbazione telefonica », il quale consente di apprezzare gli effetti di induzione, che le macchine e gli impianti elettrici possono produrre. Esso tiene conto degli effetti perturbatori prodotti dalle frequenze, che più molestano la trasmissione della parola, attribuendo loro un peso in relazione ad una curva tracciata sperimentalmente.

L'applicazione di questo concetto è ottenuta mediante circuiti filtranti, che sceverano le diverse frequenze e graduano la loro azione sull'apparecchio indicatore. E' intervenuto sotto gli auspici del C. C. I. ([5]) un accordo internazionale sulla curva, che definisce l'influenza delle varie frequenze.

Sono stati recentemente usati (negli Stati Uniti, in Germania ed in Inghilterra) anche altri apparecchi, detti *psofometri* ([6]), comprendenti un solo circuito filtrante. Il comitato, avendoli sperimentati, riconobbe che i risultati ottenuti non erano concordanti, così che si convenne di eseguire ulteriori ricerche per determinarne la attendibilità, sia quando l'effetto perturbatore è dovuto ad una sola armonica, sia quando dipende da diverse armoniche sovrapposte. Il comitato ha predisposto una serie di misure sui disturbi nei circuiti telefonici da eseguire nel laboratorio S.F.E.R.T., utilizzando non solo diversi apparecchi misuratori, ma anche tutti i tipici generatori di corrente, tra cui i moderni raddrizzatori.

SETTIMO COMITATO: *Dissimmetrie dei circuiti telefonici rispetto al suolo.* — Il settimo comitato di studio, presieduto da Rochas (Francia), era stato incaricato dello studio della influenza delle dissimmetrie inevitabili delle linee telefoniche, rispetto al suolo o rispetto alle linee contigue di energia elettrica, sui disturbi in esse indotti da queste ultime. Il comitato ha compiuto in Svezia esperienze sulle dissimmetrie di una linea telefonica della lunghezza di 3,3 km. Esse risultarono inferiori all'1 %. Le stesse misure, eseguite su di un cavo interurbano, indicarono dissimmetrie inferiori a 0,5 %. Ma questi risultati non appaiono ancora completamente conclusivi, non essendo sufficientemente numerosi. Venne perciò deciso di continuare le esperienze in diversi paesi allo scopo di determinare quali sono gli squilibri medi e quale la loro influenza sulla trasmissione telefonica.

Il programma di queste esperienze, concordato nelle riunioni del comitato, stabilisce che conviene lasciare da parte il concetto di dissimmetria e cercare invece di determinare la relazione tra la tensione longitudinale indotta in ciascun conduttore della linea telefonica e la tensione risultante (o tensione di rumore) indotta nell'intero circuito

---

([4]) [COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES COMMUNICATIONS TÉLÉPHONIQUES]: Atti, 1931, p. 424.

([5]) Libro rosso, Parigi, 1931, p. 423-431.

([6]) Vedi nota ([3]).

per effetto di dissimmetria. Disposti due fili paralleli alla linea telefonica l'uno a qualche metro e l'altro a 200 metri, si faccia circolare nel circuito da essi costituito una corrente dell'ordine di 1 A e di forma sinoidale; il che consente di evitare l'uso dello psofometro e di misurare semplicemente il valore efficace della tensione ai capi dell'apparecchio telefonico. Il valore corrispondente della tensione di rumore per ciascuna frequenza si deduce tenendo conto dei pesi attribuiti dal C. C. I. alle diverse frequenze.

Facendo variare la posizione del circuito induttore rispetto alla linea telefonica, si possono ottenere numerosi valori della tensione indotta e stabilire così una statistica atta a ricavare la legge relativa.

Ottavo Comitato: *Calcolo e misura della induttanza mutua tra linee aventi il ritorno al suolo.* — Sotto la presidenza Klewe (Germania), venne trattato il grave problema della induzione mutua e della relativa compensazione e vennero compiute importanti esperienze.

La teoria Pollaczek-Carson relativa alla induzione mutua tra due linee di lunghezza finita è stata confermata dalle esperienze eseguite a Skillingaryd e a Shap, sì che ora è possibile dedurre dalle formule di detta teoria tutti i valori del coefficiente di mutua induzione, tenendo conto del valore della conduttività del suolo. Quest'ultimo valore è però molto variabile, così che anche i valori della induzione mutua, per una data distanza tra i circuiti ed una data frequenza, possono essere notevolmente diversi. La conducibilità del suolo può essere misurata con metodi semplici come quelli a quattro elettrodi, ovvero a quadro di esplorazione. Su questi metodi di misura della conducibilità del suolo si dovranno ancora eseguire prove comparative in casi numerosi e diversi.

Per quanto riguarda l'effetto compensatore delle rotaie è risultato che, se queste hanno una resistenza sufficientemente bassa rispetto alla loro induttanza, possono esercitare un effetto compensatore della induzione riducendola fino a circa il 50 %. Nel caso dei cavi telefonici si ha pure un effetto compensatore per l'azione della corrente circolante nella guaina di piombo, facilmente calcolabile.

Infine colla pratica del filo di terra teso sulle linee ad alta tensione si ha un effetto compensatore, dipendente in gran parte dalla resistenza elettrica del detto filo. Con un filo di ferro si può giungere ad una diminuzione del coefficiente d'induzione mutua del 10 % e con un filo di rame avente una resistenza dell'ordine di quella dei fili di linea, si può raggiungere un effetto compensatore del 40 %.

Verrà organizzato un ciclo di esperienze per studiare la influenza protettrice dell'involucro dei cavi di energia in condizioni diverse di posa e di costruzione.

Nono Comitato: *Studio comparativo dei diversi sistemi di protezione contro i colpi acustici.* — Gli apparecchi di protezione contro i colpi acustici, che sono di disturbo e di pericolo per il personale addetto alla commutazione e per gli utenti, furono studiati sotto la presidenza Klewe (Germania). Furono esaminati i dispositivi seguenti: il disgiuntore Bovè, il dispositivo francese a triodo, il coesore a sfere, il dispositivo Steidle e quello A. E. G., oltre ad un nuovo dispositivo studiato dall'Amministrazione francese e basato sull'im-

piego di elementi rettificatori ad ossido di rame. Il problema della scelta tra questi vari apparecchi, di cui taluno di funzionamento sufficientemente buono, venne ancora lasciato all'ordine del giorno per ulteriori studi ed esperienze.

DECIMO COMITATO: *Induzione elettrostatica tra linee ad alta tensione e linee di telecomunicazione.* — Il tema fondamentale della influenza degli incroci delle linee di energia elettrica ad alta tensione e delle linee di telecomunicazione è stato elaborato teoricamente e sperimentalmente dal decimo comitato, presieduto da Collet (Francia).

In primo luogo gli studi teorici hanno dimostrato, che nessuna ragione di principio impedisce di considerare, nella maggior parte dei casi, le ordinarie formule dell'elettrostatica come sufficientemente approssimate per dedurre le corrispondenti tensioni indotte, nel caso delle frequenze industriali e telefoniche.

Le esperienze eseguite su modelli in scala ridotta hanno mostrato che, per calcolare la carica elettrica indotta su una linea telefonica incrociante una linea ad alta tensione, si può usare il metodo seguente. Si ammette, che il valore della carica indotta su di un elemento di lunghezza del filo sia eguale al prodotto della capacità, che presenterebbe questo elemento ove appartenesse ad una linea rettilinea orizzontale, per il potenziale che avrebbe il campo elettrico sviluppato dal conduttore inducente, nel punto dove si trova l'elemento indotto, ove questo non esistesse.

Le medesime esperienze hanno anche dimostrato, che la presenza di un conduttore isolato in contiguità del conduttore influenzato non altera sensibilmente il valore della carica indotta su quest'ultimo, laddove la presenza di un conduttore collegato alla terra produce una diminuzione importante di questa carica. Analogo effetto ha la presenza di un pilone metallico, collegato a terra.

Sulla base di questi risultati, il comitato ha deciso di studiare in modo particolare il caso di linee trifasi, incrocianti circuiti telefonici bifilari, e di eseguire esperienze su linee reali, allo scopo di determinare le relazioni esistenti tra le tensioni misurate e quelle calcolate colle formole della elettrostatica in diversi casi di regime permanente e transitorio.

2. - Lavori della seconda Sezione.

PRIMO COMITATO: *Bibliografia.* — La compilazione, sia della bibliografia di quanto viene pubblicato relativamente alle corrosioni delle canalizzazioni, sia della statistica dei casi di corrosione, è stata affidata alla « Association Technique de l'Industrie du Gaz » sotto la presidenza di Bresson (Francia); essa continuerà in questo lavoro, facendo lo spoglio delle informazioni, che i membri della Commissione sono stati invitati a trasmettere valendosi di apposite schede.

SECONDO COMITATO: *Origine delle correnti vaganti.* — Il secondo comitato, presieduto da Collet (Francia), ha concluso che, per diminuire le correnti vaganti, è necessario in primo luogo facilitare il ritorno delle correnti lungo il binario assicurandone la buona conducibilità mediante giunti delle rotaie appropriati e bene mantenuti. Altri prov-

vedimenti sono quelli : della scelta opportuna dei punti di assorbimento della corrente mediante conduttori di ritorno, della regolazione del potenziale lungo le rotaie mediante una scelta conveniente della sezione di questi conduttori, ovvero mediante survoltori, e infine della ripartizione del carico tra diverse sottostazioni. Esistono numerose e svariate norme per regolare questa materia nei vari paesi e la C. M. I. si occuperà di raccoglierle e di esaminarle.

Un secondo criterio per giudicare della possibile entità delle correnti vaganti è dato dalla differenza di potenziale esistente nei diversi punti della rete tra le rotaie ed il suolo, che, secondo alcune norme, non dovrebbe superare un valore limite. La questione è sembrata molto complessa, perchè prevede la determinazione della resistenza di contatto tra rotaie e suolo per unità di lunghezza, la quale presenta molte difficoltà ed indeterminatezze, meritevoli di essere meglio studiate sperimentalmente.

Esistono gravi contrasti al riguardo tra le amministrazioni telefoniche e le organizzazioni tranviarie e ferroviarie, che ritengono troppo grave e non accettabile la norma di garantire la differenza massima di potenziale tra le rotaie ed il suolo.

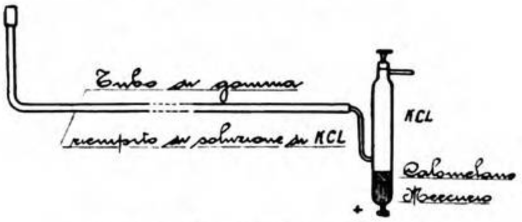


Fig. 2. — Elettrodo impolarizzabile.

TERZO COMITATO : *Effetti delle correnti vaganti.* — Al terzo comitato, presieduto da Soleri (Italia), spettava lo studio dei mezzi di protezione contro le corrosioni. A tal fine fu compiuto un ampio lavoro di documentazione, che, in questa materia, costituisce il migliore mezzo di indagine. Le questioni esaminate furono le seguenti :

a) Misura delle differenze di potenziale tra rotaie e condotte sotterranee, ovvero verso il suolo, o infine tra due punti del suolo.

b) Misura d'intensità : della corrente nelle condutture sotterranee, della corrente uscente da queste e della corrente tra due punti diversi del suolo.

c) Misura della resistenza tra rotaie e suolo.

In merito al primo argomento venne sopratutto discusso il mezzo più opportuno di fare contatto col suolo per determinare il potenziale rispetto ad una canalizzazione metallica sotterranea, considerando i vari tipi di elettrodi impolarizzabili (al solfato di rame, al calomelano).

Il «British Post Office» ha elaborato una speciale apparecchiatura comprendente un elettrodo al calomelano rappresentato nella fig. 2 ed un voltometro a triodo, il cui schema è indicato nella fig. 3. L'elettrodo è dotato di un lungo tubo di gomma riempito di soluzione di

cloruro di potassio, mediante il quale si possono misurare i potenziali rispetto a punti diversi del suolo o delle canalizzazioni circostanti per determinare le variazioni di corrente nella guaina del cavo. Data l'alta resistenza di tale collegamento, è necessario l'impiego di un metodo di misura, che non richieda passaggio di corrente. Soddisfa a questo requisito il voltometro a triodo, in cui la tensione da misurare è inserita tra griglia e filamento e non dà quindi luogo ad apprezzabile passaggio di corrente per i valori di differenza di potenziale ordinariamente da misurare.

Per la misura della intensità di corrente uscente dalle condutture, dopo ampia discussione, venne espresso il parere che, tra i nu-

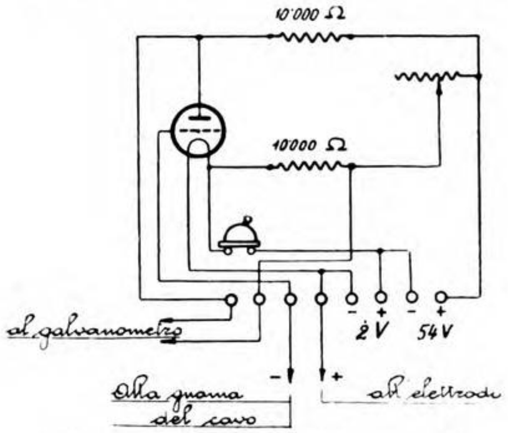


Fig. 3. — Circuito del voltometro a triodo.

merosi metodi proposti, siano da sconsigliare quelli che richiedono modificazioni dello stato del terreno, come scavi e sondaggi. Il « Post Office » britannico determina la intensità di corrente uscente dalle condutture colla misura simultanea del potenziale in due punti diversi, secondo il metodo or ora accennato e mediante l'uso di due galvanometri a registrazione fotografica. Venne deliberato di impiegare questo metodo (che può rivelare la presenza di correnti dell'ordine di 5 mA nella guaina di un cavo del diametro esterno di 75 mm) nelle future esperienze per verificarne la idoneità.

I metodi di misura della resistenza tra rotaie e suolo non sono per ora soddisfacenti, salvo forse un metodo di H. C. Ahlborn (S. U. d'A.), reso noto alla riunione della C. M. I., che pare possa dare buoni risultati. Secondo esso si misura la corrente circolante nelle rotaie in diversi punti del binario in condizioni di corrente stabile deducendo col calcolo da questi valori il valore medio della resistenza di passaggio tra rotaie e suolo.

Sono stati infine esaminati i mezzi di protezione contro le corrosioni elettrolitiche, consistenti sia nel disporre sulle canalizzazioni opportuni drenaggi elettrici e giunti isolanti, sia col rivestirli con mezzi

idonei di protezione. E' da segnalare a questo riguardo l'importante contributo pratico apportato dalle società concessionarie telefoniche italiane, che hanno organizzato, mediante la larga applicazione dei drenaggi elettrici e dei giunti isolanti nei cavi, una efficace difesa contro le corrosioni elettrolitiche. La discussione è stata molto ampia a questo riguardo in quanto che l'uso dei drenaggi elettrici non è approvato dal C. C. I. Sono stati considerati alcuni tipi di cavi telefonici specialmente difesi contro le corrosioni e muniti di dispositivi di segnalazione di ogni corrosione incipiente.

La riunione plenaria della seconda Sezione, di fronte al numero ed alla vastità dei temi, che collo studio più particolareggiato dell'argomento assegnato alle sezioni si sono presentati, ha ritenuto necessario di suddividersi in un maggiore numero di Comitati di studio e precisamente nei seguenti :

N. 21 : *Bibliografia e biblioteca.*
Presidente relatore : Bresson.

N. 22 : *Misura delle differenze di potenziale* (tra rotaie e condutture sotterranee, tra rotaie e suolo, tra due punti del suolo, tra due punti di una rete di rotaie).
Presidente relatore : Bourquin.

N. 23 : *Misura delle intensità di corrente* (nelle rotaie, nelle condutture, nel suolo in corrispondenza dell'uscita dalle condutture).
Presidente relatore : Carter.

N. 24 : *Misure relative alla resistenza del suolo* (resistenza di passaggio tra le rotaie ed il suolo, tra il suolo e le condutture, resistenza propria del suolo).
Presidente relatore : Collet.

N. 25 : *Fenomeno della corrosione.*
Presidente relatore : Bresson.

N. 26 : *Drenaggi e giunti isolanti.*
Presidente relatore : Parfondry.

N. 27 : *Protezione delle condutture sotterranee.*
Presidente relatore : Soleri.

N. 28 : *Studio dei guasti per cause nè elettrolitiche nè chimiche* (come ad esempio scintille dovute alla vicinanza di una linea ad alta tensione).
Presidente relatore : Muller.

La riunione plenaria della C. M. I. ha omologato, in conformità con le disposizioni del suo statuto, i risultati delle esperienze compiute dai vari comitati e, dopo approvazione dei bilanci, si è aggiornata al mese di ottobre 1934. Durante l'intervallo di tempo fino a quella data i singoli comitati di studio dovranno sviluppare i temi loro assegnati ed eseguire le esperienze relative, i cui risultati saranno presentati ed omologati in occasione della detta riunione plenaria.

E. S.

LA CONFERENZA DI MADRID E IL REGOLAMENTO DELLE RADIOCOMUNICAZIONI

Si accenna alle più importanti norme tecniche contenute nel Regolamento delle radiocomunicazioni annesso alla nuova Convenzione internazionale di Madrid, per quanto riguarda scelta degli apparecchi, classificazione e qualità delle emissioni, distribuzione ed impiego delle frequenze. Sono esposti i concetti che servirono di norma nello stabilire per le nuove stazioni di radiodiffusione europee limiti non sorpassabili della potenza non modulata in antenna e del campo elettromagnetico a distanza, riproducendo alcuni diagrammi preparati da apposito Comitato di esperti.

La Conferenza radiotelegrafica svoltasi a Madrid nello scorso autunno ha potuto contare, per la trattazione dei principali problemi tecnici, sull'ingente mole di materiale consultivo preparato dal C. C. I. R. (Comitato Consultivo Internazionale Radiotecnico) nelle due sessioni dell'Aja (1929) e di Copenaghen (1931). Peraltro, soltanto alcuni dei 50 pareri formulati da tale organismo poterono essere introdotti sotto forma di stipulazioni internazionali nel « *Regolamento generale delle Radiocomunicazioni* », annesso, insieme col Regolamento telegrafico e con quello telefonico, alla nuova Convenzione unica delle Telecomunicazioni.

E' stato mantenuto il principio, che la scelta degli apparecchi e dei dispositivi radioelettricj da impiegarsi sia libera, alla sola condizione che le onde emesse soddisfino alle norme specificate nel Regolamento, aggiungendo che la scelta del materiale di emissione, di ricezione e di misura deve essere conforme ai più recenti progressi della tecnica, quali risultano, specialmente, dai pareri del C.C.I.R.

Alla precedente classificazione delle onde nei tre tipi *A* 1 *A* 2 *A* 3, derivati dal tipo *A*, è stato aggiunto il tipo *A* 4, col quale si sono volute indicare specialmente le trasmissioni televisive. Nessuna modifica è stata fatta al principio di designare le onde con la doppia indicazione in kilocicli per secondo ed in metri. E' stato lasciato altresì in facoltà delle Amministrazioni di fissare, pei diversi tipi d'impianti, le caratteristiche relative alla qualità delle emissioni, specialmente per quanto concerne l'esattezza e la stabilità di frequenza dell'onda emessa, il livello delle armoniche e la larghezza della banda totale di frequenze occupata da una trasmissione; ma è stato prescritto, non senza qualche contrasto, di attenersi, per quanto concerne i limiti della tolleranza di frequenza e la larghezza delle emissioni, alle indicazioni contenute nelle apposite tabelle del C. C. I. R. Pertanto, pei nuovi trasmettitori da sistemarsi dopo il 1933, saranno ammessi i gradi di tolleranza nello scarto di frequenza indicati nello specchio seguente :

Stazioni	frequenza da 10 a 550 kc/s	frequenza da 550 a 1500 kc/s	frequenza da 1500 a 6000 kc/s	frequenza da 6000 a 23000 kc/s
fisse	0,1 %	—	0,03 %	0,02 %
terrestri	0,1 %	0,1 %	0,04 %	0,04 %
mobili, con frequenza assegnata	0,5 %	—	0,1 %	0,1 % (0,04 % per le frequenze nelle bande comuni).
di radiodiffusione ..	0,05 %	0,05 %	—	0,01 %

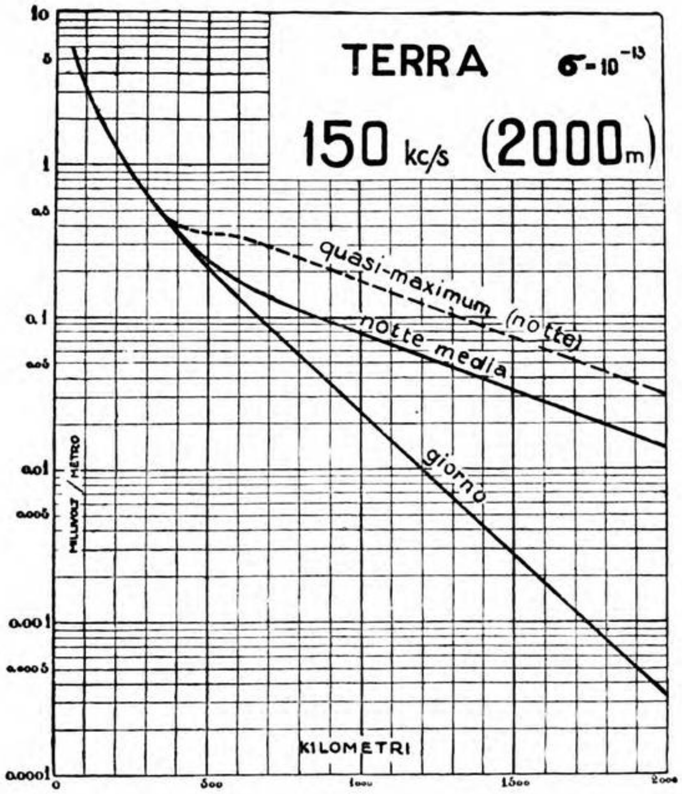


Fig. 1. — Valori del campo di radiodiffusioni.

Definita la *tolleranza di frequenza* come il massimo dello scarto ammissibile fra la frequenza assegnata ad una stazione e la frequenza

effettivamente emessa, in assenza di modulazione, la Conferenza ha ammesso che detto scarto risulta dalla combinazione di tre errori:

a) l'errore del radiofrequenziometro, o dell'indicatore di frequenza impiegato;

b) l'errore commesso durante la regolazione della stazione;

c) le variazioni lente di frequenza del trasmettitore.

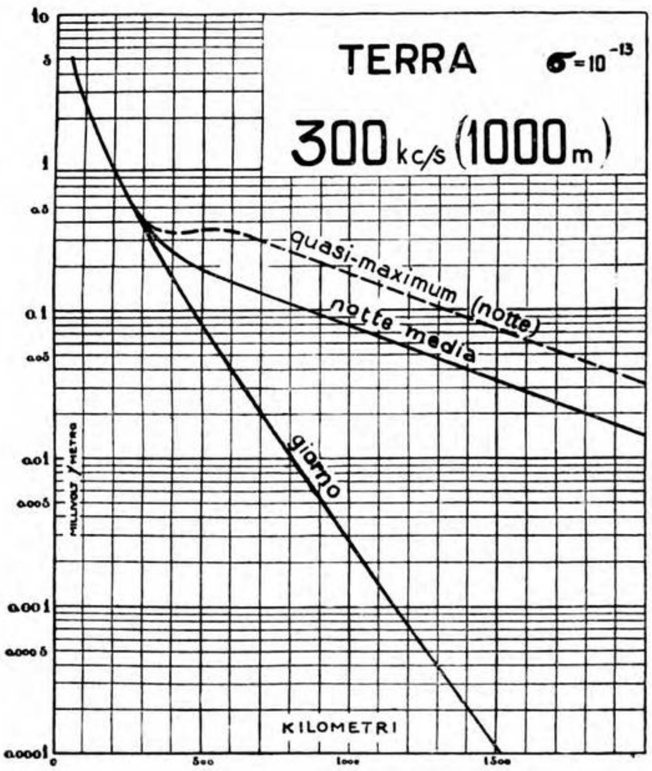


Fig. 2. — Valori del campo di radiodiffusioni.

Il massimo dello scarto ammissibile per effetto del solo errore di cui in *c*) è stato definito *instabilità di frequenza*, e ne è stato fissato il valore unicamente per quelle stazioni mobili le quali, senza disporre di alcuna frequenza assegnata, possono utilizzare un'onda qualunque compresa nella banda del proprio servizio; nonchè per le stazioni fisse e terrestri di potenza inferiore a 250 watt-antenna funzionanti nelle bande comuni ai servizi fissi e mobili di frequenza superiore a 1500

kc/s, per le quali non è prescritto alcun limite nello scarto di frequenza, essendo in facoltà delle Amministrazioni di fissarne il valore.

Nel nuovo Regolamento non è stato introdotto alcun obbligo preciso riguardante la misurazione delle onde e la taratura dei radiofrequenziometri, essendosi ritenute tali provvidenze di specifica competenza di ogni singola Amministrazione, ma si è raccomandata una

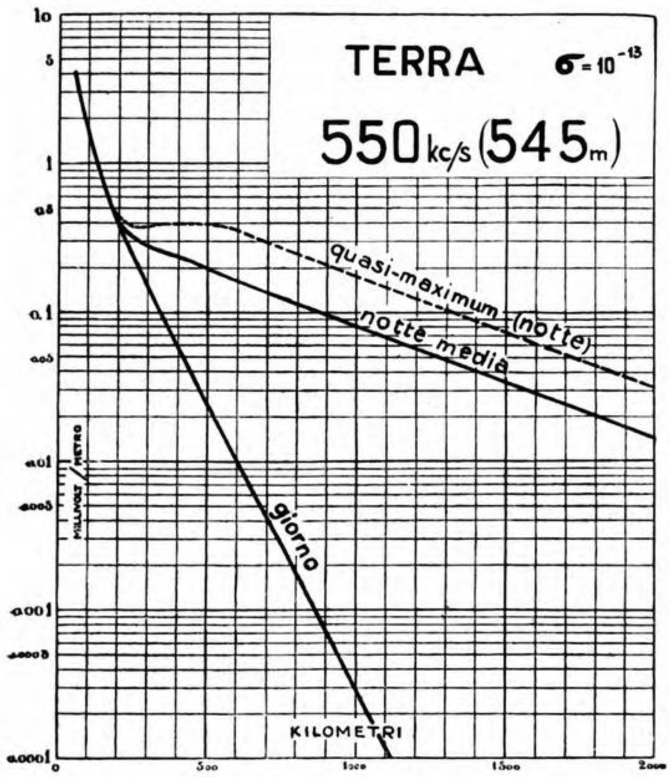


Fig. 3. — Valori del campo di radiodiffusioni.

collaborazione internazionale al riguardo. Fu solo imposto l'obbligo dell'ondametro, con grado di precisione almeno del 5 su 1000, alle stazioni di navi emettenti su frequenze comprese in bande maggiormente suscettibili di effetti a grandi distanze (frequenze da 100 a 160 kc/s e superiori a 4000 kc/s). Analogamente, non fu ritenuto opportuno fissare alcuna norma concernente la selettività dei ricevitori, sebbene non siano mancate proposte ed insistenze al riguardo.

Allo scopo poi di ridurre i disturbi nelle bande di frequenze su-

periori ai 6000 kc/s, è stato raccomandato di impiegare quanto possibile i sistemi ad antenna direttiva.

In materia di stazioni a scintilla, il Regolamento di Madrid non segna progressi ragguardevoli su quello di Washington, in quanto l'abolizione completa delle trasmissioni di tipo *B*, pur desiderata caldamente dagli esercenti e dagli utenti di taluni servizi, ed in specie

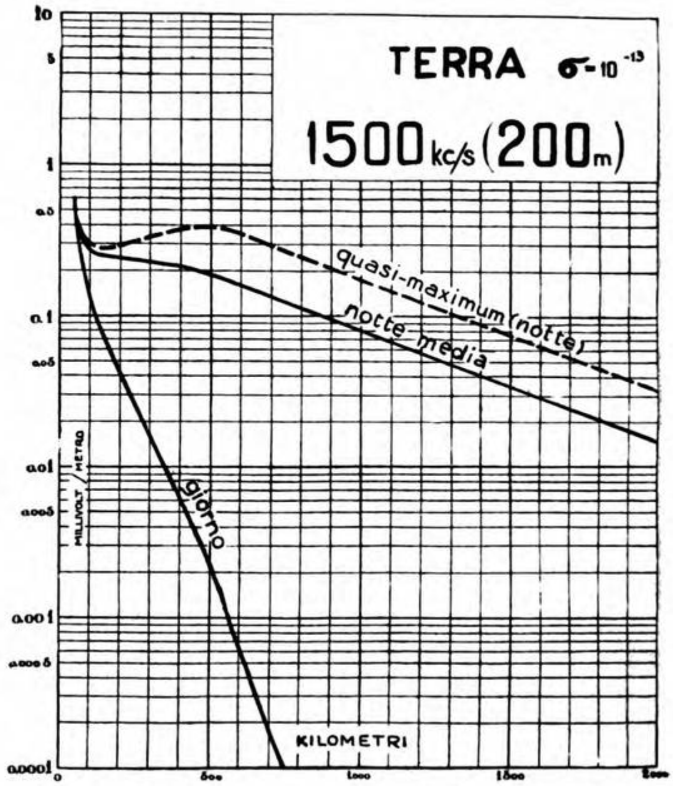


Fig. 4. — Valori del campo di radiodiffusioni.

di quelli di radiodiffusione, è stata giudicata inattuabile, date le condizioni economiche del momento. Tuttavia è stato mantenuto il principio di non più eseguire impianti principali a scintilla, nè a bordo nè a terra. Ogni servizio con onde smorzate sarà inibito alle stazioni terrestri dal 1° gennaio 1935, e per le navi è stata mantenuta la data del 1° gennaio 1940 per la cessazione completa delle trasmissioni tipo *B*, salvo quelle sull'onda di soccorso (500 kc/s).

Col complesso delle disposizioni, a cui sopra si è accennato, la

Conferenza di Madrid, come la precedente di Washington, ha cercato sopratutto di promuovere un graduale perfezionamento ed il necessario svecchiamento del materiale delle stazioni, al fine di facilitare la soluzione del problema dei disturbi. Allo stesso scopo mirano le disposizioni concernenti la distribuzione e l'impiego delle radiofrequenze (art. 7 del Regolamento), le quali, pur nella loro essenza prevalente-

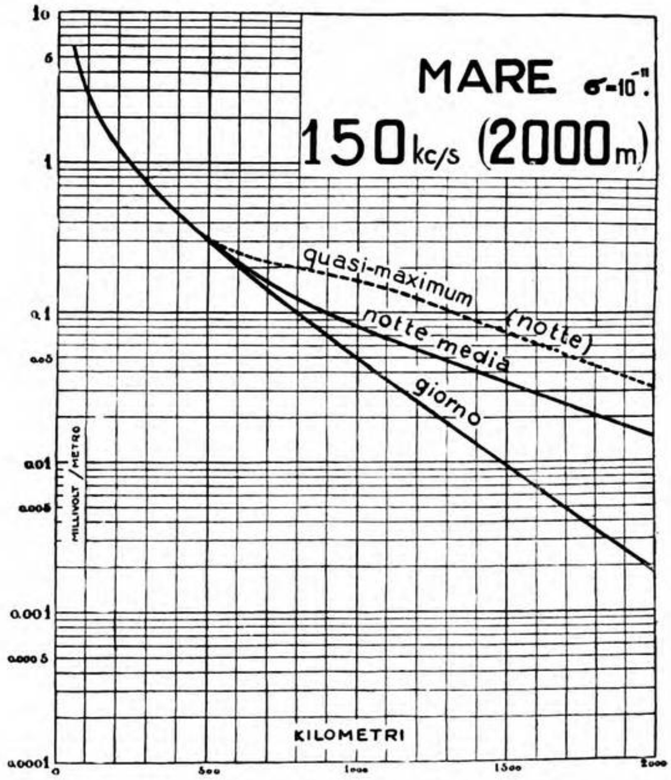


Fig. 5. — Valori del campo di radiodiffusioni.

mente amministrativa, presentano punti di contatto con altri problemi tecnici ed in particolare con quello della propagazione delle onde nello spazio.

A tale riguardo non mancarono proposte intese a mettere la tabella di distribuzione delle frequenze, annessa al Regolamento di Washington, in migliore armonia con le caratteristiche di propagazione delle onde nelle varie zone dello spettro; ma la Conferenza dovette riconoscere l'impossibilità di applicarle nella misura proposta,

non consentendo l'attuale situazione economica alcun cambiamento nell'attrezzatura delle stazioni.

D'altra parte, per alcune regioni dello spettro non esisteva completa identità di vedute fra i tecnici. Ad esempio, taluni sostenevano che nella zona di confine fra le onde medie e quelle dette intermedie, ora utilizzata con tante difficoltà dalle radiodiffusioni, si avevano sul

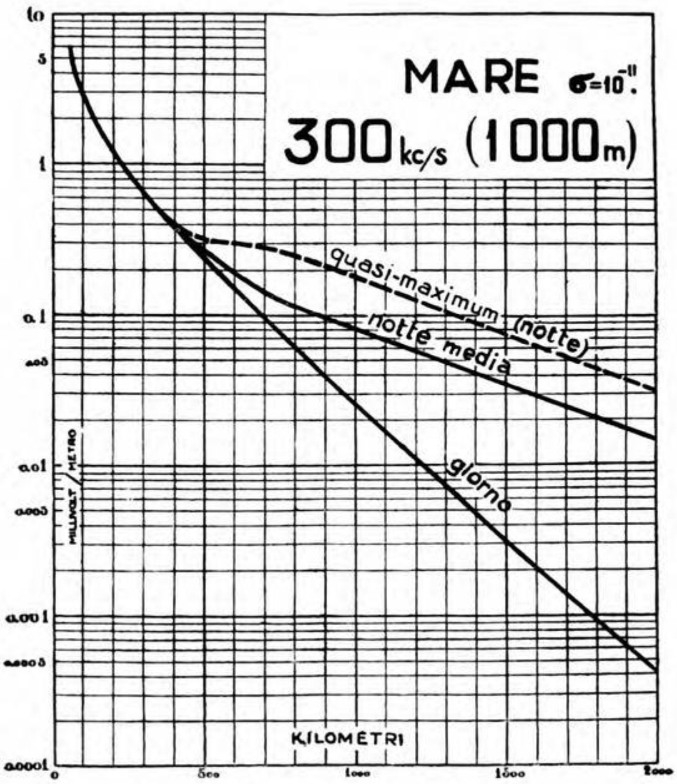


Fig. 6. — Valori del campo di radiodiffusioni.

mare valori di attenuazione non molto dissimili da quelli delle onde di frequenza intorno ai 500 kc/s; così che tale regione dello spettro sarebbe stata meglio adatta per i servizi mobili. Ma ciò non risultava da diligenti determinazioni di campo e del coefficiente di assorbimento, fatte da tecnici marittimi su trasmissioni da 400 a 2000 kc/s, fino a distanze di circa 1000 km in pieno mare. Analogo divario esisteva circa l'*onda ottima* da usarsi nella radiogoniometria, circa quelle più adatte per i servizi aerei, e via dicendo.

Se le sole considerazioni tecniche non hanno potuto perciò influire sui concetti generali della ripartizione, hanno peraltro contribuito in grado notevole alla compilazione delle norme d'impiego delle radioonde inserite in varî paragrafi del citato art. 7. Intanto, fu ben delineata una zona di frequenze *d'impiego regionale*, estendentesi fra 160 e 2000 kc/s, nella quale è consentita una speciale ripartizione in

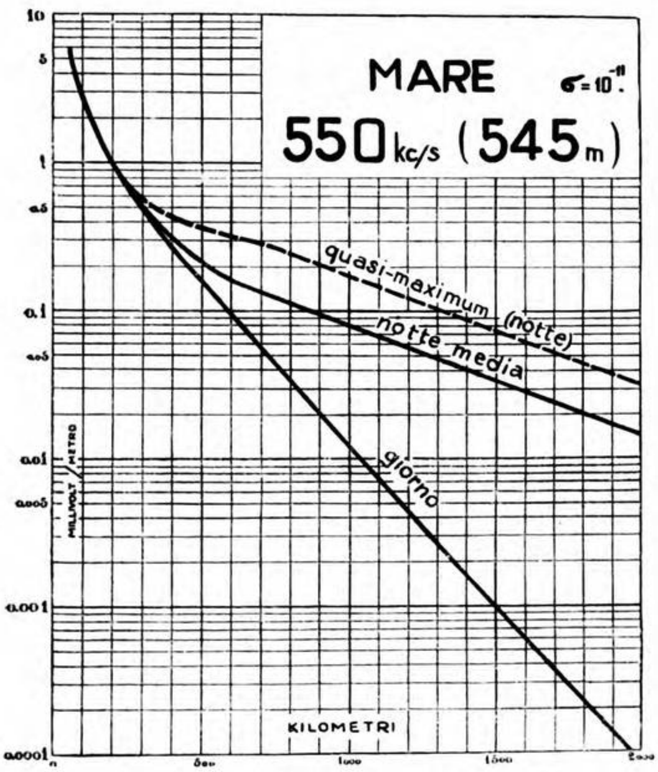


Fig. 7. — Valori del campo di radiodiffusioni.

base ad accordi fra i soli governi interessati, ciò che ha permesso un apprezzabile ampliamento di taluni servizi europei. Sulla base di pareri dati dal C. C. I. R., è stato poi disposto un più conveniente impiego delle frequenze superiori ai 4000 kc/s, assegnate a stazioni mobili, specialmente allo scopo di evitare il disturbo fra trasmissioni radiotelegrafiche e conversazioni radiotelefoniche; ed è stato infine prescritto di utilizzare le frequenze comprese fra 6000 e 30 000 kc/s specialmente nelle comunicazioni a grande distanza. Nessuna disposizione è stata giudicata necessaria nei riguardi delle frequenze su-

periori ai 60 000 kc/s, il cui impiego è da considerarsi tuttora allo stato sperimentale.

Per quanto concerne le radiodiffusioni, non risultò possibile dare ad esse un migliore assetto mediante adeguato allargamento della gamma di frequenze assegnata, per cui fu ritenuto opportuno fissare, per le sole stazioni europee, limiti non superabili della potenza

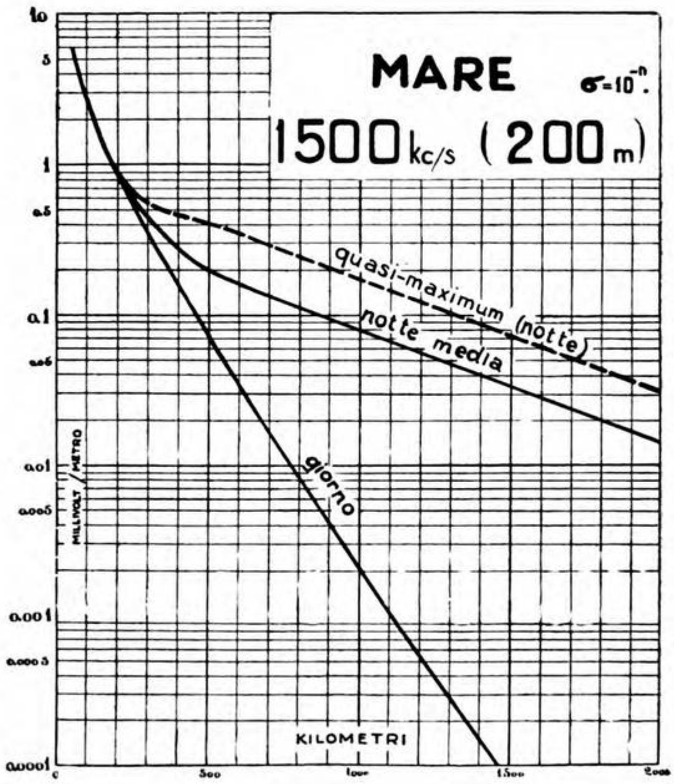


Fig. 8. — Valori del campo di radiodiffusioni.

in antenna e dei valori del campo, consentiti entro e fuori la regione da servire. Apposito comitato, composto di tecnici specializzati in ricerche sulla propagazione delle onde, fu dapprima incaricato di coordinare tutte le conoscenze relative ai valori del campo prodotto a distanze variabili dai 50 ai 2000 km da trasmissioni diurne nella banda 150-2000 kc/s. I risultati dell'indagine appaiono dagli otto diagrammi riportati, dei quali le figure da 1 a 4 si riferiscono alla propagazione al disopra di un suolo di conduttività 10^{-13} unità elettromagnetiche

C. G. S. e le figure da 5 a 8 alla propagazione sopra il mare (conduttività 10^{-11}). I valori medi del campo in millivolt/metro si riferiscono alla potenza irradiata di 1 kW, trasmettendo con onde corrispondenti a 4 frequenze fisse (150-300-550-1500 kc/s).

Sulla base dei dati suddetti, la Conferenza ritenne di poter stabilire, come norma di principio, che la potenza non modulata delle stazioni di radiodiffusione comprese nella regione europea non deve superare quella necessaria per assicurare un servizio nazionale effettivo con un campo di 2 mV/m durante il giorno alla frontiera più lontana; ed inoltre, che per le stazioni operanti su frequenze inferiori a 300 kc/s il valore del campo efficace prodotto durante il giorno non dovrà superare i 10 mV/m (onda portante) al di fuori delle frontiere del paese al quale appartengono le stazioni. Furono fissati i valori di 150 e 100 kW come limiti massimi non superabili nella potenza delle stazioni di radiodiffusione operanti rispettivamente su frequenze inferiori e superiori ai 300 kc/s, facendo, peraltro, alcune eccezioni per stazioni europee già in corso d'impianto.

G. M.

-- LETTERE AL DIRETTORE --

Calcolo approssimato delle induttanze a nucleo di ferro.

Egregio Sig. Direttore,

Ho letto con interesse, nel fascicolo n. 3 (A. F., 1932, I, p. 376) di codesto giornale, il pregevole articolo dell'ing. Marocchi sulle induttanze a nucleo di ferro. Tale studio mi ha indotto ad applicare, ad uno dei problemi ivi trattati, il metodo di calcolo che ho altre volte seguito nel progetto di bobine d'induttanza per correnti industriali.

Mi è sembrato, che le formule che ne derivano, pur non essendo com'è naturale sostanzialmente diverse da quelle date dall'A, possano essere rese utilmente note per la loro forma particolarmente espressiva e semplice; da ciò questa lettera.

Supposti assegnati gli elementi :

— *coefficiente di autoinduzione L (henry),*
— *corrente efficace I (ampere),*
— *frequenza f (hertz),*

è pure data la potenza reattiva :

$$P' = 2\pi f L I^2 \; var$$

e, supposta infinita la permeabilità del ferro, resta immediatamente assegnato il prodotto :

$$B^2_M \, v = B^2_M \, St = \frac{P' \cdot 10^7}{0{,}25 f} \qquad (1)$$

del quadrato della induzione massima nei traferro B_M per il volume $v = St$ di questo (S = sezione in cm^2, t = lunghezza in cm). Questa espressione, valida naturalmente solo per piccoli interferri, merita secondo me d'esser posta in evidenza, perchè si presta a richiamare ed a spiegare la funzione essenziale dell'interferro, nel quale ha praticamente sede tutta la energia elettromagnetica.

Il decremento δ della bobina si può esprimere con :

$$\delta = \frac{\pi P_r}{P'} + \frac{\pi P_f}{P'} = \delta_r + \delta_f \qquad (2)$$

essendo P_r e P_f le perdite nel rame e nel ferro. Potremo chiamare δ_r decremento del rame, δ_f decremento del ferro.

In assenza di correnti parassite nel rame, si ha :

$$P_r = \varrho \, v_r \, d^2 \; watt$$

essendo :

ρ = *resistività in ohm · mm²/m,*
d = *densità di corrente in ampere/mm²,*
v_r = *volume del rame in cm³.*

Accettando per le perdite nel ferro l'espressione data dall'A, si ha :

$$P_f = (K_i f^{1,5} + K_{cp} f^{2,5}) \frac{B^2_M}{2\, s^2} v_f \cdot 10^{-7} \text{ watt}$$

essendo :

v_f = *volume effettivo di ferro in cm³,*
s = *coefficiente di riempimento del ferro.*

Si ha quindi :

$$\delta_r = \frac{\pi\, \varrho\, v_r\, d^2}{0{,}25\, f\, B^2_M\, v} 10^7 , \tag{3}$$

$$\delta_f = \frac{\pi\,(K_i f^{1,5} + K_{cp} f^{2,5})\, v_f}{2 \cdot 0{,}25\, f\, v\, s^2} . \tag{4}$$

Queste espressioni mi sembrano interessanti perchè mostrano :

1°) *Per dati valori di K_i, K_{cp} ed f, il decremento del ferro si può esprimere in funzione del rapporto tra il volume del ferro e quello dell'interferro.*

2°) *Il decremento del rame è funzione del rapporto fra il volume del rame e quello dell'interferro e del quadrato del rapporto d/B_M fra i due parametri che esprimono la utilizzazione del rame e del ferro.*

Se si introduce nelle precedenti espressioni la f. e. m. E di autoinduzione della bobina, si nota che, per potenza reattiva, frequenza e dimensioni assegnate, δ_r varia in ragione diretta di I/E, e δ_f in ragione inversa.

La condizione di minimo decremento totale è quella di eguaglianza dei due decrementi, ossia delle perdite nel rame e nel ferro; questa condizione è naturalmente espressa anche dalla seconda delle (17) data dall'A.

Il problema di determinare la bobina di dato decremento e di massima convenienza è così definito, quando si specifichi la forma da assegnare al nucleo e si aggiunga alle precedenti la :

$$N = \frac{P' \cdot 10^8}{4{,}44\, B_M\, I f S} , \tag{5}$$

dove S indica la sezione del circuito magnetico.

Per un nucleo di sezione quadrata di lato a, foggiato a telaio rettangolare con lati interni 2 b e 3 b, come supposto dall'A, si ottiene, quando si ammetta un coefficiente di riempimento del rame eguale a 0,5 circa, e si ponga la condizione di volumi pressochè eguali di ferro e di rame (condizione che sembra soddisfacente per così piccole bobine) :

$$v_f = 11{,}5\, a^3 s,$$
$$v_r = 11{,}5\, a^3,$$
$$b = 0{,}75\, a.$$

Ne segue :

$$\frac{\delta}{2} = \frac{\pi \varrho \cdot 11{,}5\, a^3 d^2}{P'},$$

$$\frac{\delta}{2} = \frac{\pi (K_i f^{1,5} + K_{cp} f^{2,5})\, 11{,}5\, a^3 B^2_M \cdot 10^{-7}}{2 P' s}.$$

Poichè è :

$$v_r = N\, 4\, (a + 0{,}75\, a) \frac{I}{100\, d} = 0{,}07\, N a \frac{I}{d},$$

dalla (5) *si ha :*

$$a^4 = \frac{P' \cdot 10^7}{73\, B_M f d}.$$

Ponendo :

$$A = 11{,}5 \cdot 2\pi\varrho \qquad C = \frac{11{,}5\pi}{s} (K_i f^{1,5} + K_{cp} f^{2,5})\, 10^{-7} \qquad D = \frac{10^7}{73 f},$$

si ha in definitiva :

$$a = \frac{D \sqrt{A C}}{\delta} \qquad d = \sqrt{\frac{\delta P'}{A a^3}} \qquad B_M = \sqrt{\frac{\delta P'}{C a^3}}.$$

Applicando queste formule al caso numerico trattato dall'A si deducono i seguenti elementi :

$a = 1{,}43$ *cm* , $b = 1{,}07$ *cm*,
$d = 0{,}385 \cdot 10^{-2}$ *ampere/mm*^{2},
$B_M = 5{,}3$ *(al traferro)*,
$B_{M\prime} = 5{,}9$ *(nel ferro, supposto* $s = 0{,}9$*)*,
$N = 1300$,

e quindi una sezione del conduttore di 0,26 mm² e un interferro totale teorico di 0,43 cm; quest'ultimo dovrebbe poi essere corretto per tener conto della riluttanza del ferro, ma altri fatti anche di maggior importanza ne rendono imprecisa la determinazione.

Una rapida verifica mostra, che le perdite nel rame corrispondono effettivamente a quelle supposte, mentre quelle nel ferro sono più basse; ciò si deve all'aver assunto coefficienti di perdita (quelli usati dall'A) corrispondenti ad una induzione assai più alta della effettiva; una seconda approssimazione sarebbe di immediata esecuzione, ancor prima di calcolare tutti gli elementi.

Analoga verifica applicata alla bobina calcolata dall'A mostra che la perdita nel ferro è doppia di quella inizialmente ammessa; ciò è dovuto ad un errore numerico della espressione (27), che non dovrebbe contenere il fattore 2 al secondo membro.

Nella trattazione del caso di una bobina destinata a funzionare con diverse frequenze bisogna distinguere se essa dovrà lavorare a corrente costante, a tensione costante od a potenza reattiva costante, poichè ne derivano criteri di dimensionamento diversi.

Con distinti saluti

Padova, 23 dicembre 1932 - XI. G. SOMEDA.

* *

Egregio Sig. Direttore,

Il metodo esposto dal prof. Someda per il calcolo delle induttanze a nucleo di ferro destinate a funzionare ad una data frequenza, costituisce un interessante esempio di applicazione dei concetti, generalmente seguiti nel campo delle correnti industriali, al campo delle correnti deboli. Può venire il dubbio che l'ipotesi, secondo la quale tutta l'energia elettromagnetica avrebbe sede nel traferro, non sia senz'altro applicabile qui, avendosi a che fare con valori bassissimi dell'induzione magnetica e quindi anche della permeabilità μ' *a corrente alternata. Se infatti si considera, che il rapporto fra l'energia nel ferro e l'energia nel traferro è proporzionale a:*

$$\frac{v_f\,(\mathcal{B}^2/\mu')}{v\,\mathcal{B}^2} = \frac{v_f/v}{\mu'}$$

e che v_f/v *è normalmente, per queste bobine, dell'ordine di* $50 \div 100$, *si vede che quando* μ' *scende a* $80 \div 100$ *unità o meno, l'energia localizzata nel ferro diventa una percentuale notevole di quella localizzata nel traferro, e che per conseguenza le considerazioni svolte dal prof. Someda riguardo all'interpretazione delle formule* (3) *e* (4) *restano valide solo in prima approssimazione. Come giustamente il prof. Someda mi ha fatto rilevare, le considerazioni stesse conservano però il loro significato, quando s'intenda* v *come volume del traferro ideale (cioè corrispondente all'ipotesi* $\mu' = \infty$*), legato al volume* $v_{eff} = S_a \cdot t$ *del traferro effettivo dalla relazione* $v = v_{eff} + v_f/\mu'$.

Tutto ciò, del resto, non infirma il metodo di calcolo proposto dal prof. Someda, perchè esso in realtà è poi sviluppato senza tener conto nè della formula (1)*, esprimente la suddetta ipotesi, nè delle considerazioni che ne derivano. Tale ipotesi d'altronde non è necessaria nemmeno per dimostrare che* $\delta_r + \delta_f$ *è minimo quando* $\delta_r = \delta_f$.

Praticamente i due metodi di calcolo portano a risultati bene concordanti, come si vede nella tabella seguente, la quale si riferisce alla solita bobina ($L = 1\ mH$, $I = 1\ mA$, $f = 1000\ Hz$, $\delta = 0{,}09$), *calcolata in base ai rapporti di dimensioni fissati nel suo esempio dal prof. Someda e partendo dai coefficienti di perdite nel ferro che corrispondono a un'induzione* $\mathcal{B}$ *di 5 gauss (valore praticamente eguale a quello che si ottiene poi a calcolo compiuto).*

Ipotesi:	Metodo Someda	Metodo Marocchi
Perdite nel ferro per 1 cm^3 *e per 1 gauss*	1,51	1,51
Condizione esprimente che il volume lordo del ferro è la metà del volume lordo del rame	$b = 0{,}75\,a$	$b = 0{,}75\,a$
Condizione esprimente che il coefficiente di riempimento del rame è 0,5 *(cioè che il volume netto del rame è la metà del volume lordo)*	$v_r = 11{,}5\,a^3$ *quindi* $A = 1{,}31$	$k_r = 1{,}25$ *quindi* $k_r'' = 3600$
Risultati:		
Lato della sezione quadrata del nucleo	$a = 1{,}36\ cm$	$a = 1{,}34\ cm$
Numero totale delle spire	$N = 1260$	$N = 1270$

	Metodo Someda	Metodo Marocchi
Diametro del filo di rame nudo . .	d_r = 0,55 *mm*	d_r = 0,55 *mm*
Induzione nel ferro (valor efficace)	$\mathcal{B}$ = 4,8 *gauss*	$\mathcal{B}$ = 4,9 *gauss*
Traferro teorico (μ' = 120) . . .	t = 2,25 *mm*	t = 2,21 *mm*
Resistenza del rame = resistenza dovuta alle perdite nel ferro . . .	9 *ohm*	9 *ohm*
Rapporto fra energia nel ferro ed energia nel traferro	0,525	0,515 .

Le lievissime differenze numeriche dipendono probabilmente dal fatto, che il prof. Someda ha arrotondato il valore di qualche coefficiente.

Nel mio esempio precedente avevo fissato $a = b$ *ed un coefficiente di riempimento del rame eguale a circa* 0,26 *(perchè* $k_r'' = 6000$).

Milano, 11 *febbraio* 1933 - XI. F. MAROCCHI.

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

C. F. EYRING — **Misure del tempo di riverberazione in ambienti comunicanti.** (J. A. S. A., ottobre 1931, III, 2, pag. 181-206, con 12 fig.).

Lo studio del tempo di riverberazione in ambienti chiusi ha dato luogo a numerose ricerche di carattere teorico e sperimentale; sono state proposte formule per il calcolo di tale tempo in funzione del volume dell'ambiente e dei coefficienti di assorbimento dei materiali che ne ricoprono le pareti.

Nelle sue misure l'A, per evitare interferenze fra i suoni residui, usa una sorgente sonora di frequenza variabile con continuità; ammettendo allora un abbassamento lineare, nel livello di ricezione, di δ decibel al secondo, il tempo di riverberazione viene definito dalla relazione: $T = 60/\delta$.

In un ambiente di volume V, e di area S, se la densità di energia sonora ρ è costante, uniforme e perfettamente diffusa, la legge con la quale tale energia decresce col tempo (appena cessa di agire la sorgente sonora che l'ha prodotta) è esponenziale: $\rho = \rho_0 \, e^{-b' t}$. Qui $\rho_0 = 4 \, E/(c \, S \, \alpha_0)$, $b' = c \, S \, \alpha_0/(4 \, V)$, α_0 è il coefficiente di assorbimento delle pareti, c la velocità del suono nell'aria ed E l'energia sonora della sorgente emittente.

Nel caso invece di camere comunicanti la legge di decremento è più complessa: $\rho = \rho_1 e^{-b_1 t} + \rho_2{}^{-b_2 t}$; e le costanti $\rho_1 \, \rho_2 \, b_1 \, b_2$ vi sono funzione delle dimensioni degli ambienti, dell'area dell'apertura di comunicazione e del coefficiente di assorbimento dei materiali che coprono le pareti.

Nelle varie determinazioni sperimentali si è ottenuta buona conferma di tale teoria: così ad esempio si è verificato che la curva di decremento del suono (espresso in decibel in funzione del tempo) presenta, nel caso di due ambienti comunicanti, due diverse pendenze, conformemente a quanto si può prevedere dal calcolo.

Abbreviazioni usate per i titoli di periodici recensiti:

Ann. P. T. T.: Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones. — *A. T. M.*: Archiv für technisches Messen. — *Bell S. T. J.*: The Bell System Technical Journal. — *B. S. J. Research*: Bureau of Standards Journal of Research. — *E. F. D.*: Europäischer Fernsprechdienst. — *Elect. Comm.*: Electrical Communication. — *E. T. Z.*: Elektrotechnische Zeitschrift. — *H. F. Techn. u. El. Ak.*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik. — *J. A S. A.*: Journal of the Acoustical Society of America. — *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers. — *T. F. T.*: Telegraphen- und Fernsprech-Technik. — *The Elec.*: The Electrician. — *The El. J.*: The Electric Journal. — *W. E. a. W.*: The Wireless Engineer and Experimental Wireless.

Nello studio della riverberazione di un sistema di due ambienti comunicanti, e di dimensioni notevolmente diverse, vengono dall'A discussi ed esaminati i risultati delle varie esperienze a seconda che la sorgente ed il microfono si trovano nell'uno o nell'altro ambiente.

Si accenna in fine alla determinazione delle proprietà acustiche di teatri con proscenio e gallerie, riconducendone lo studio a quello di due ambienti comunicanti. *G. Sac.*

AMPLIFICATORI.

M. G. Scroggie — **Circuiti amplificatori con regolatore di tono.** (W. E. a. E. W., gennaio 1932, IX, 100, pag. 3-10, con 14 fig.).

Hanno avuto una notevole diffusione recentemente, nei radioricevitori, negli amplificatori grammofonici, ecc., i dispositivi per la regolazione di tono, i quali permettono di mettere in evidenza le note alte oppure le basse nei suoni riprodotti, a seconda delle necessità e dei gusti dell'uditore. I dispositivi usati a questo scopo sono generalmente combinazioni di resistenze e capacità, talvolta anche con induttanze. Nel presente articolo sono passati in rassegna i vari schemi semplici, viene studiato il loro comportamento e si illustrano i risultati con numerosi diagrammi. *M. B.*

P. H. Osborn — **Studio dei circuiti oscillanti degli amplificatori delle classi B e C** (1). (Proc. I. R. E., maggio 1932, XX, 5, pag. 813-834, con 8 fig.).

Nei radiotrasmettitori l'amplificazione a radiofrequenza è effettuata solo mediante amplificatori delle classi B e C per ovvie ragioni di rendimento. In ambedue questi tipi di amplificatori si usano, tanto in entrata quanto in uscita, circuiti sintonizzati nei quali le costanti L, C, R possono essere nelle più svariate relazioni fra loro. Mentre il prodotto $L\,C$ è definito dalla frequenza, R e il quoziente L/C possono variare grandemente senza influire molto sul comportamento dell'amplificatore. Tuttavia vi sono taluni valori di queste grandezze, per i quali si verificano condizioni di ottimo nei riguardi delle perdite dei circuiti e del numero di armoniche prodotte. Scopo di questo studio è stato appunto quello di ricercare tali condizioni.

Le ricerche sperimentali, per semplificare le misure e diminuire gli effetti delle capacità e induttanze parassite, sono state compiute su un amplificatore eccitato con una frequenza di 480 Hz. Come amplificatori sono stati usati tre tubi presso a poco dello stesso tipo, ma di differenti caratteristiche, allo scopo di mettere anche in evidenza le relazioni che intercedono fra queste e le costanti dei circuiti nei riguardi del funzionamento dell'amplificatore. Per la ricerca delle armoniche è stato adoperato un oscillografo a raggi catodici.

I risultati sperimentali mostrano che la potenza utile, la tensione di uscita e il rendimento dipendono solamente dall'impedenza del circuito anodico di utilizzazione e sono indipendenti dal quoziente L/C.

(1) La tecnica americana definisce come amplificatori di:

Classe A quelli nei quali si ha passaggio di corrente anodica durante l'intero periodo della tensione di eccitazione della griglia, come ad esempio negli amplificatori a frequenza acustica;

Classe B quelli nei quali il passaggio della corrente anodica è limitato a mezzo periodo della tensione di eccitazione;

Classe C quelli nei quali il passaggio della corrente si ha per meno di mezzo periodo. [*n. d. r.*]

Invece, per una data potenza erogata, la seconda armonica della tensione di uscita aumenta con il decrescere di L/C.

Teoricamente e sperimentalmente è dimostrato che l'intensità della seconda armonica è una funzione del coefficiente di risonanza del circuito. Più precisamente risulta che, nel caso di un amplificatore della classe B e con un solo tubo, il coefficiente di risonanza non deve essere inferiore a 12 se si vuol mantenere la seconda armonica non superiore all'1 % della fondamentale. Nel caso del montaggio simmetrico si possono invece adottare valori ancor più bassi di tale coefficiente per la stessa percentuale della seconda armonica. D'altra parte un aumento eccessivo del coefficiente di risonanza influisce sfavorevolmente, nel caso della radiotelefonia, sulla modulazione alle frequenze acustiche più alte, in quanto è equivalente ad un aumento della costante di tempo del circuito. *C. Mt.*

R. Winzheimer e H. Reppisch — **L'amplificatore finale presso l' utente.** (H. F. Techn. u. El. Ak., maggio 1932, XXXIX, 5, pag. 155-159, con 7 fig.).

Può avere interesse il problema di usare, in un impianto telefonico, un amplificatore sul circuito della corrente in arrivo al fine di poter sostituire il comune telefono con un altoparlante. Per questo scopo non si prestano bene i circuiti a batteria centrale o locale, ma occorre invece impiegare un circuito a 4 conduttori, separando le comunicazioni in un senso da quelle nell'altro.

Gli AA esaminano in quale proporzione devono stare le attenuazioni dei circuiti del microfono e del telefono, e stabiliscono le relazioni a cui devono soddisfare le tensioni che entrano in gioco. Considerano in particolare l'effetto quantitativo di un accoppiamento acustico tra l'altoparlante ed il microfono qualora si trovino vicini. Riferiscono numerose misure per dimostrare la possibilità e la convenienza di seguire questo sistema. *E. P.*

CIRCUITI - QUADRIPOLI - FILTRI.

N. R. Bligh — **Progetto di filtri a banda passante.** (W. E. a. E. W., febbraio 1932, IX, 101, pag. 61-66, con 8 fig.).

Nel progetto dei filtri con doppio circuito risonante a banda passante di frequenze, usati nei radioricevitori, è importante realizzare la massima costanza nell'ampiezza della banda, in tutto il campo di frequenze per il quale il filtro è previsto. A tale scopo è conveniente usare sistemi misti di accoppiamento, tra i due circuiti sintonizzati componenti il filtro. Premesse alcune relazioni analitiche su tali circuiti, mediante numerosi diagrammi è in questo articolo mostrato quale sia il comportamento dei varî tipi di filtro e come sia possibile, con un opportuno sistema di accoppiamento, ottenere risultati assai soddisfacenti. *M. B.*

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

A. P. Berejkoff e C. G. Fick — **Moderni apparecchi radio per servizio aereo.** (Proc. I. R. E., agosto 1932, XX, 8, pag. 1284-1295, con 8 fig.).

Si esamina con criteri pratici il problema della scelta di un apparecchio trasmittente, sia per segnali radiotelegrafici sia per radiotelefonia, da potersi usare su aeroplani. Fissata la potenza massima a circa 200 W, con una modulazione al 100 %, e tenuto conto delle molteplici esigenze di bordo, in particolare del peso e delle dimensioni, viene determinato il tipo più conveniente di tubo da usare.

Sono esaminati quindi, relativamente alle possibilità che si offrono a bordo, i diversi sistemi di alimentazione dell'apparecchio; ed è indicato il migliore modo per poter costruire il circuito generatore, stabilizzato o non, e gli stadi relativi alla modulazione, coll'intendimento di evitare sia l'impiego di tensioni anodiche diverse da quella del tubo di potenza, sia l'impiego di amplificatori intermedi.

Sono confrontati infine i diversi sistemi di modulazione e di accoppiamento coll'antenna e viene esaminata la maniera più opportuna di schermaggio. *E. P.*

A. Semm — **Il completamento della rete germanica di radiodiffusione. I nuovi trasmettitori di grande potenza di Langenberg e Breslau** (1). (T. F. T., agosto 1932, XXI, 8, pag. 225-232, con 10 fig.).

I nuovi trasmettitori radiofonici di Langenberg e Breslau costituiscono l'attuazione della seconda fase di un vasto programma di ampliamento e di rafforzamento della rete germanica di radiodiffusione. Ne viene data una descrizione abbastanza particolareggiata, nel corso della quale, allo scopo di far constatare i rapidi progressi della tecnica costruttiva, è fatto continuamente il confronto con le installazioni, di pari potenza e di data leggermente anteriore, di Mühlacker e di Heilsberg.

Le novità sostanziali e di principio non sono molte; esse meritano tuttavia di essere richiamate all'attenzione dei tecnici, specie per quanto si riferisce ai sistemi di controllo e di sicurezza (che hanno una fondamentale importanza tecnica ed economica per l'esercizio di un grosso trasmettitore).

In fig. 1 si vede il diagramma schematico dei circuiti. I due trasmettitori differiscono solamente nel circuito di accoppiamento tra lo stadio finale e l'aereo. Si hanno 7 stadi ad alta frequenza. Il primo è un oscillatore pilota a quarzo; il 2°, 3° e 4° sono amplificatori ad alta frequenza asimmetrici, accuratamente neutralizzati; e poichè anche si è curato di ridurre al minimo ogni accoppiamento parassita, e non si hanno pertanto a temere retroazioni anche per frequenze relativamente elevate, la frequenza di funzionamento è quella stessa del quarzo, che non subisce quindi moltiplicazioni. Lo stadio 2° può funzionare, se necessario, da oscillatore indipendente. Nel 5° stadio la corrente vettrice ad alta frequenza viene modulata col sistema per tensione alternativa di griglia, cui rimane fedele la tecnica tedesca. L'amplificatore-modulatore è a due stadi, entrambi a montaggio simmetrico ed accoppiati tra loro a resistenza e capacità. La corrente portante modulata viene successivamente amplificata mediante gli stadi 6° e 7°, entrambi dotati di due triodi raffreddati ad acqua ed a montaggio simmetrico. Come si vede, ciascuno dei due stadi finali è provvisto di una coppia di triodi di riserva prontamente sostituibili a quelli in servizio. La potenza in antenna dei due trasmettitori è, in assenza di modulazione, di 60 kW e i due triodi dell'ultimo stadio sono da 150 kW ognuno. E' questa la novità più essenziale dei due descritti trasmettitori; infatti ancora in Heilsberg lo stadio finale, per pari potenza in antenna, aveva ben diciotto valvole in parallelo.

I sistemi di accoppiamento all'aereo sono studiati in modo da ridurre al minimo la percentuale di seconda armonica ancora presente anche dopo i due stadi amplificatori a montaggio simmetrico. Sono

(1) Altri particolari tecnici ed alcune fotografie dell'impianto di Breslau sono riportati in questo stesso fascicolo: A. F., 1933, II, p. 149.

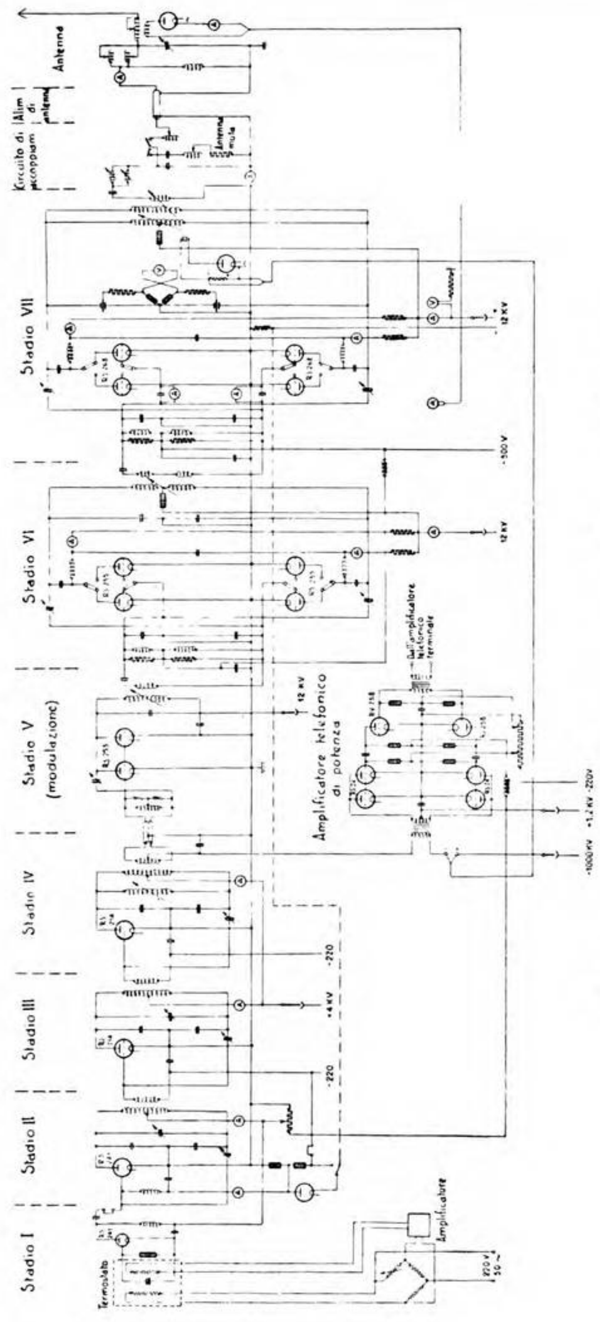


Fig. 1. — Schema dei circuiti dei trasmettitori di Langenberg e Breslau.

leggermente differenti per le due stazioni, perchè mentre a Langenberg si è utilizzato un comune aereo a T, preesistente ed eccitato sui 3/4 della fondamentale, per Breslau si è studiato un nuovo aereo che, pur possedendo una irradiazione prevalentemente diretta nel piano orizzontale, fosse meno costoso di un aereo a T, sospeso ad una draglia orizzontale tesata tra due torri.

L'aereo di Breslau è costituito da una corda verticale alta 140 m, sospesa lungo l'asse di una torre a traliccio in legno; è collegato in sommità ad una capacità costituita da un anello rigido di m 10,6 di diametro ed è eccitato in modo da avere un nodo di corrente ad una altezza di $\lambda/12$ dal suolo ($\lambda = 325$ m). Nella fig. 2 è riportata la curva di distribuzione di corrente nell'aereo, accanto al diagramma polare teorico di irradiazione (curva a linea spessa); il semicerchio in linea sottile rappresenta invece il diagramma relativo ad un filo verticale eccitato sulla fondamentale. L'alimentatore (*feeder*) dell'antenna è lungo 262 m e costituito da due conduttori cilindrici coassiali, quello esterno messo a terra, del tipo comunemente usato per le onde corte.

La tensione anodica di 12 000 V per gli stadi 5°, 6° e 7° è ottenuta da un raddrizzatore a vapori di mercurio, in cassa metallica, alimentato da un trasformatore esafase direttamente connesso alle sbarre ad alta tensione. Le altre tensioni, anodiche, di griglia e di filamento, sono ottenute da gruppi rotanti costituiti da due generatori comandati da un unico motore ad induzione centrale. Sono stati abbandonati, dati i buoni risultati conseguiti con i raddrizzatori a vapori di mercurio, i generatori di corrente continua ad alta tensione ancora adottati per Heilsberg e Mühlacker. Tutti i dispositivi di regolazione e di controllo, compresi i comandi di eccitazione dei generatori, sono centralizzati su un tavolo di controllo nella sala del trasmettitore. L'avviamento e la regolazione del rettificatore sono effettuati con comando a distanza; localmente ed a mano invece l'avviamento dei gruppi rotanti. Un sistema di blocco e di protezione impone che le manovre di avviamento e di eccitazione siano effettuate nell'ordine e nel tempo prescritti. Una catena di soccorritori, infatti, impedisce di eccitare un generatore qualunque, prima che la tensione di quello che deve precederlo nell'ordine di avviamento non abbia raggiunto almeno il 70 % del valore di regime. Naturalmente, in caso di avaria di un generatore, tutti i successivi si diseccitano automaticamente. I soccorritori in serie con gli anodi delle valvole a 12 000 V provocano, in caso di sovracorrente, la disgiunzione dell'interruttore primario del rettificatore e la contemporanea accensione di una lampada spia sul tavolo di controllo, che permette al personale di individuare senz'altro la valvola avariata. In un trasmettitore destinato al servizio delle radiodiffusioni circolari si annette molta importanza alla continuità del servizio ed alla rapidità di ripresa dopo una interruzione; i costruttori hanno abbondato quindi in lampade spia, segnalazioni luminose ed acustiche svariate, che permettono al personale di individuare non solo la sede di eventuali guasti con la massima prontezza, ma anche di prevenirli in molti casi.

Il generatore a 35 V che alimenta i filamenti delle valvole dell'ultimo stadio è compensato in modo che la sovratensione conseguente all'abbruciamento del filamento di una valvola non superi il 6 % della tensione normale. Infine di tutti i generatori rotanti e del raddrizzatore a vapori di mercurio è installato un esemplare di riserva e la potenza installata dell'impianto di alimentazione è bastevole a sopperire al fabbisogno di potenza qualora si volesse raddoppiare la potenza di antenna del trasmettitore.

Per il raffreddamento si hanno due circolazioni indipendenti. La prima è fatta con acqua piovana, raccolta sul tetto dell'edificio e fil-

trata: essa raffredda le valvole dei due ultimi stadi, le relative resistenze anodiche limitatrici di corrente e le resistenze di carico dei circuiti di griglia e infine i conduttori della corrente di accensione. La seconda circolazione è fatta con acqua di fonte, che, prima di essere

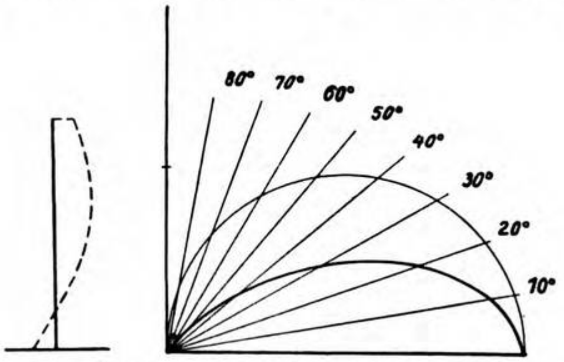


Fig. 2. — Diagramma polare e distribuzione di corrente nell'antenna di Breslau.

ammessa nel circolo, subisce il trattamento alla permutite per diminuirne la durezza e quindi le incrostazioni calcaree. Questa seconda circolazione raffredda il rettificatore e l'acqua pura della prima, incontrandola in un refrigeratore a superficie capace di dissipare il calore prodotto durante il funzionamento del trasmettitore a 120 kW. La se-

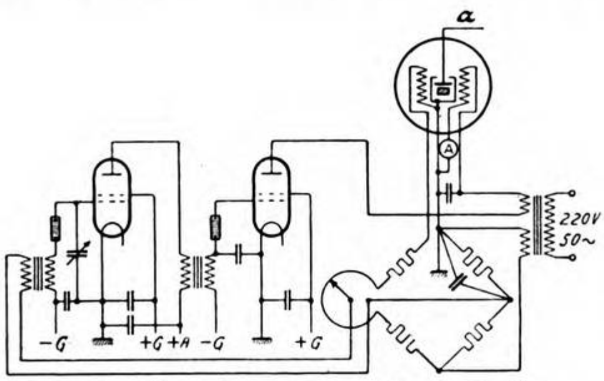


Fig. 3. — Termostato a ponte per il cristallo pilota (*a*, connessione alla griglia del 1° stadio).

conda acqua, a sua volta, si raffredda in un refrigeratore a torre. Sono in doppio il refrigeratore a superficie e le pompe di circolazione. Misuratori di portata e di temperatura, indicatori di livello e di tenuta opportunamente distribuiti trasmettono le loro indicazioni al tavolo di controllo.

Date le semplificazioni introdotte e nel sistema di alimentazione e

nelle valvole di potenza, il rendimento complessivo (rapporto tra potenza resa in antenna in assenza di modulazione e potenza prelevata alle sbarre) è più elevato che in Heilsberg e Mühlacker e raggiunge il 21,4 %. La profondità di modulazione può giungere al 100 % con un fattore di distorsione del 10 %; con una profondità del 70 % il fattore di distorsione si limita al 4 %.

La stabilità di frequenza è elevata; durante un periodo di osservazione di mezz'ora si sono riscontrate variazioni di ± 2 Hz, e, sotto modulazione, non si osservano variazioni misurabili. Tale elevata stabilità è conseguita a mezzo di un ingegnoso termostato a regolazione continua ed è controllata da un frequenziometro a linguette vibranti. Entrambi i dispositivi meritano un cenno più diffuso.

Il cristallo di quarzo è contenuto in un cilindro metallico, costituente l'elettrodo a terra ed attorniato da due avvolgimenti; uno, a basso coefficiente di temperatura, funge da scaldatore; l'altro, a coefficiente elevato, è invece un avvolgimento di misura e di regolazione. Tutto il sistema è contenuto in un bulbo di vetro nel quale è praticato il vuoto. L'avvolgimento di misura è inserito (fig. 3) in un lato di un ponte di Wheatstone costituito da resistenze ohmiche poco sensibili alle variazioni della temperatura ambiente ed alimentato agli estremi di una diagonale con corrente industriale a 50 Hz; la tensione alternata risultante agli estremi dell'altra diagonale è applicata alla griglia dell'annesso amplificatore a due stadi. All'anodo dell'ultima valvola è applicata la tensione industriale ricavata dal secondario del trasformatore di alimentazione attraverso l'avvolgimento scaldatore, ch'è quindi attraversato dalle correnti anodiche della seconda valvola. Le griglie sono polarizzate oltre il punto di interdizione. Se la temperatura del quarzo sale, il ponte va verso le condizioni di equilibrio e la tensione applicata alla prima griglia diminuisce. Al punto preciso di equilibrio la tensione di griglia e la tensione anodica dell'ultima valvola sono sfasate esattamente di 180° e, data la forte polarizzazione di griglia, non si ha corrente anodica nello scaldatore e la temperatura del quarzo diminuisce. Un potenziometro inserito nel ponte permette di regolare la temperatura di regime in un intervallo di circa 30° e quindi la frequenza in un intervallo di circa 600 Hz. La costanza relativa di frequenza è dell'ordine di 10^{-5}.

Infine per il controllo della frequenza esiste un oscillatore ausiliario di precisione, tarato per una frequenza differente di 500 Hz da quella di funzionamento. La frequenza ausiliaria si fa battere con quella del trasmettitore, i battimenti vengono rettificati ed amplificati e vanno ad un frequenziometro a linguette vibranti di portata 300-700 Hz, sul quale si possono leggere le variazioni di frequenza per salti di 5 Hz.

E. Cr.

LINEE E CONDUTTURE.

J. Loeb — **Resistenza di radiazione di un alimentatore (feeder) bifilare per onde corte.** (Ann. P. T. T., dicembre 1932, XXI, 12, pag. 1060-1070, con 2 fig.).

Gli alimentatori, che collegano l'apparato radiotelegrafico (trasmittente o ricevente) con l'antenna, nel caso delle onde corte (lunghezza d'onda fra 12 e 200 m), hanno spesso uno sviluppo che comprende parecchie lunghezze d'onda e sono di regola di due tipi: l'uno costituito da due conduttori cilindrici coassiali, l'altro avente l'aspetto di una ordinaria linea aerea bifilare su isolatori.

Questo secondo tipo, assai più economico e semplice, provoca e subisce l'azione di campi esterni, assai più che il primo. E' perciò in-

teressante valutare queste azioni ed in particolare la radiazione di energia da parte dell'alimentatore bifilare. Ciò vien fatto dall'A in base a logiche ipotesi semplificative: la lunghezza della linea è grande rispetto alla lunghezza d'onda, questa a sua volta è grande rispetto alla distanza tra i fili, la quale infine è grande rispetto al loro diametro; l'attenuazione totale della linea è piccola rispetto all'unità; l'effetto della presenza del suolo è trascurabile; l'assenza di onde stazionarie nell'alimentatore è ammessa a priori.

Se per di più si trascura la perditanza, si trova per la costante di attenuazione dell'alimentatore l'espressione:

$$\beta = \frac{R + \rho}{2\,Z_0}$$

ove Z_0 è l'impedenza caratteristica della linea, ρ la resistenza per unità di lunghezza della coppia di fili ed

$$R = \frac{48\,000\,D^2}{\lambda^3} \quad \text{ohm/m}$$

la resistenza di radiazione della linea per unità di lunghezza. Nella espressione di R la distanza D fra i conduttori e la lunghezza d'onda λ sono espresse in metri.

Nell'ipotesi di un alimentatore costituito da due fili del diametro di 4 mm, posti alla distanza di 10 cm, si ha per $\lambda = 30$ m:

$$\rho = 0{,}144 \text{ ohm/m} \quad , \quad R = 0{,}018 \text{ ohm/m},$$
$$Z_0 = 480 \text{ ohm},$$

da cui $\beta = 0{,}00016$ 1/m.

Per $\lambda = 15$ m si ha $\beta = 0{,}00028$ 1/m.

Ciò dà luogo per un alimentatore della lunghezza di 1 km ad una perdita di potenza del 50 % nel caso di $\lambda = 15$ m e del 30 % per $\lambda = 30$ m. L'esperienza dimostra che in pratica le perdite sono alquanto maggiori, principalmente a causa delle perdite negli isolatori. Ciò è confermato dal fatto, che l'impedenza caratteristica degli alimentatori aerei diminuisce apprezzabilmente con tempo umido.

In definitiva si può concludere, che la perdita di energia per irradiazione da parte degli alimentatori aerei è presso che trascurabile fino a frequenze dell'ordine di 10 megahertz, ma cresce poi sensibilmente, e già per 20 megahertz è dello stesso ordine di grandezza della perdita per resistenza ohmica. *Di.*

MATERIALI.

F. L. Hunter — **Griglie per tubi a vuoto.** (Radio Engineering, agosto 1932, XII, 8, pag. 12-13, con 6 fig.).

Fino dalle prime costruzioni di triodi le griglie furono fatte di molibdeno, nonostante il suo alto costo; nel 1931 quasi tutti i costruttori adoperavano metalli comuni in fili aventi un diametro dell'ordine di decimi di mm; ma nei tubi di recentissima costruzione si è ritornati al molibdeno.

Le ragioni che possono guidare nella scelta sono di natura non elettrica, ma meccanica. Il materiale di cui è fatta la griglia dev'essere robusto, rigido e duttile; si hanno sforzi notevoli durante la lavora-

zione e temperature elevate (da 400° a 1000°) durante il funzionamento, per effetto del bombardamento elettronico.

La struttura cristallina del molibdeno, confrontata per esempio con quella del nichel, ci dà ragione della differenza di comportamento dei due metalli: i cristalli di nichel sono più corti e non fibrosi, ed inoltre una ricristallizzazione peggiora le qualità del metallo già alla temperatura di 550°, mentre il molibdeno conserva la sua struttura fin sopra i 1100°.

P. G.

E. B. Wood e D. R. Brobst — **Il trattamento all'acetato di cellulosa per l'isolamento in tessili (sviluppo tecnologico).** (Bell S. T. J., aprile 1932, XI, 2, pag. 213-230, con 10 fig.).

C. R. Avery e H. Kress — **Il trattamento all'acetato di cellulosa per l'isolamento in tessili (sviluppo del processo costruttivo).** (Bell S. T. J., aprile 1932, XI, 2, pag. 231-244, con 10 fig.).

Per soddisfare alle più rigorose esigenze tecniche attuali nell'isolamento dei conduttori nelle centrali telefoniche, e per diminuirne al tempo stesso la spesa, che oggidì con l'enorme sviluppo preso dalla telefonia automatica è divenuta parte notevolissima del costo di un impianto telefonico, è stato studiato nei laboratori del « Bell System » un nuovo trattamento all'acetato di cellulosa. Esso consente di ottenere una elevata resistenza di isolamento — fino a 2000 volte maggiore — e di migliorare notevolmente le caratteristiche del cotone per modo che questo può in larga misura venire sostituito alla seta, di costo assai più elevato.

Il trattamento consiste nel rivestire col materiale in questione il conduttore isolato in tessile (cotone o seta), passandolo attraverso una soluzione acetonica di acetato di cellulosa puro e facendo successivamente evaporare il solvente.

In un nuovissimo impianto costruito in America e fornito di tutto il macchinario occorrente, il rivestimento del conduttore isolato in tessile con la pellicola di acetato di cellulosa viene effettuato alla velocità di circa 72 metri al minuto; vi si riesce a ricuperare oltre l'85 % dell'acetone usato come solvente. Particolare interesse presentano anche i dispositivi per la prevenzione degli incendi e delle esplosioni, e per la limitazione dei danni nei casi d'infortunio.

S. 3.

MISURE.

J. Krönert — **Analisi armonica di fenomeni oscillatori (procedimenti matematici).** (A. T. M., aprile 1932, I, 10, pag. 49, con 4 fig.).

E' noto che l'analisi armonica consiste nel decomporre un'oscillazione, di data frequenza e di forma qualunque, nella somma di un'oscillazione sinoidale della stessa frequenza e di altre oscillazioni, pure sinoidali, di frequenze multiple della prima. A tale scopo si può ricorrere a metodi fisici generalmente basati su fenomeni di risonanza, od operare matematicamente dopo aver disegnato il diagramma dell'oscillazione.

In tal caso ammettendo, secondo il teorema di Fourier, la formula:

$$f(x) = \frac{b_0}{2} + \sum_{n=1}^{n=\infty} [a_n \operatorname{sen} n x + b_n \cos n x]$$

ove x è l'ascissa, per esempio proporzionale al tempo, e $f(x)$ è il valore istantaneo della grandezza periodica, si vogliono determinare i

coefficienti a_n e b_n il cui significato sarebbe:

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\,\text{sen}\,n\,x\,d\,x \quad ; \quad b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\cos n\,x\,d\,x\,.$$

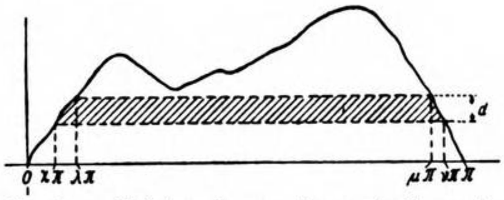


Fig. 1. — Divisione in trapezi secondo il metodo di Pichelmayer e Schruttka.

Fra i numerosi metodi richiamati dall'A, quello di Pichelmayer e Schruttka consiste nella divisione del diagramma in parti a forma trapezia, mediante un sistema di rette parallele all'asse delle ascisse (fig. 1). Per ogni trapezio risulta:

$$a_n = \frac{2\,d}{n^2\,\pi}\left[\frac{\cos n\,x\,\pi - \cos n\,\lambda\,\pi}{\pi\,(\lambda - x)} + \frac{\cos n\,\nu\,\pi - \cos n\,\mu\,\pi}{\pi\,(\nu - \mu)}\right]$$

$$b_n = \frac{2\,d}{n^2\,\pi}\left[\frac{\text{sen}\,n\,\lambda\,\pi - \text{sen}\,n\,x\,\pi}{\pi\,(\lambda - x)} + \frac{\text{sen}\,n\,\mu\,\pi - \text{sen}\,n\,\nu\,\pi}{\pi\,(\nu - \mu)}\right]$$

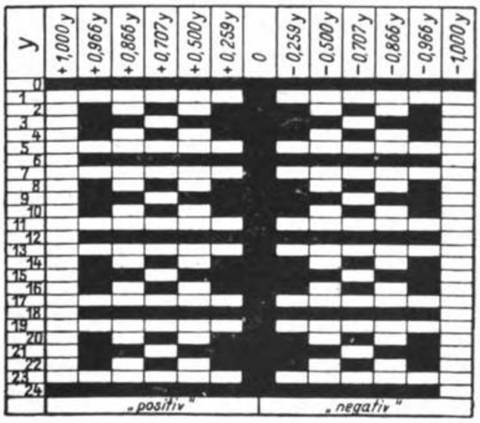


Fig. 2. — Reticolato trasparente, secondo Zipperer.

ove $\lambda\,\pi$, $x\,\pi$, $\mu\,\pi$, $\nu\,\pi$ hanno il significato che si vede dalla figura. I coefficienti relativi all'intera curva si ottengono sommando quelli relativi ai singoli trapezi.

Il metodo di Zipperer consiste nel dividere il periodo in 24 parti eguali e nello scrivere le ordinate dei punti di divisione, dopo averle moltiplicate per convenienti fattori trigonometrici, nelle caselle di un apposito reticolato trasparente a rettangoli bianchi e neri; per ognuna delle armoniche si hanno poi fogli speciali che, posti sotto il reticolato, indicano per trasparenza i numeri da sommare per ottenere, a meno di un fattore costante, i coefficienti a_n e b_n (fig. 2 e 3).

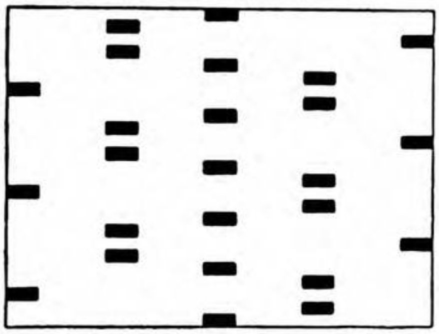


Fig. 3. — Foglio per il metodo di Zipperer.
(I rettangoli scuri indicano gli addendi da portare in conto per trovare il coefficiente *a* della 9ª armonica).

Nel metodo grafico di Rothe, per determinare l'armonica d'ordine k, le ordinate del periodo diviso in n parti si portano sui raggi di una stella, distribuiti alla distanza angolare $k \cdot 2\pi/n$; poi si sommano geometricamente. La risultante, moltiplicata per $2/n$, dà $\sqrt{a_k^2 + b_k^2}$.

P. G.

W. Jackson — **Perdite nei dielettrici liquidi alle radiofrequenze.** (W. E. a. E. W., gennaio 1932, IX, 100, pag. 14-17, con 5 fig.).

La misura in alta frequenza della resistenza di una bobina immersa in un liquido permette di ricavare elementi di confronto circa i valori della costante dielettrica e delle perdite dielettriche di questo. La bobina deve essere costruita con particolari cure, e cioè col minimo indispensabile materiale isolante per sostenere le spire.

Diverse prove sono state eseguite con vari tipi di oli isolanti; i risultati sono riportati in alcuni diagrammi.

M. B.

MODULAZIONE - RADIOTELEFONIA.

V. J. Andrew — **La ricezione dei radiosegnali modulati in frequenza.** (Proc. I. R. E., maggio 1932, XX, 5, pag. 835-840, con 6 fig.).

Il comportamento dei circuiti sintonizzati con radiosegnali modulati in ampiezza o in frequenza, può essere analizzato per via non matematica tenendo conto della costante di tempo dei circuiti, oppure considerando le curve di risonanza e scindendo il segnale nell'onda portante e nelle bande laterali. Un confronto tra i due sistemi di modulazione fatto con questi procedimenti mostra agevolmente che, a parità di potenza del trasmettitore, la modulazione in frequenza dà una po-

tenza di ricezione 0,09 volte quella ottenibile con la modulazione in ampiezza. [*Questi metodi speditivi di analisi sono indubbiamente comodi per una rapida spiegazione sul comportamento dei circuiti con le onde modulate; devono tuttavia essere usati con cautela perchè possono originare notevoli errori, specialmente nei riguardi delle distorsioni* - n. d. r.]. *M. B.*

PIEZOELETTRICITÀ.

O. M. Hovgaard — **Applicazione delle piastrine di quarzo ai radiotrasmettitori.** (Proc. I. R. E., maggio 1932, XX, 5, pag. 767-782, con 10 fig.).

Lo sviluppo notevolissimo dei servizi radio, verificatosi in questi ultimi anni, ha dato una sempre crescente importanza al problema della stabilizzazione della frequenza nei radiotrasmettitori, specialmente nel campo delle frequenze più alte, dove, volendo conservare il solito scarto assoluto di frequenza (alcuni kilohertz) tra due emissioni adiacenti si raggiungono scarti relativi notevolmente piccoli: ne consegue la necessità di mantenere entro più stretti limiti gli scostamenti relativi della frequenza dal valore assegnato.

Uno dei mezzi più efficaci per ottenere la stabilizzazione della frequenza è l'oscillatore pilota a quarzo. Anche questo tuttavia, quantunque in misura assai minore degli usuali oscillatori, è sensibile a cause diverse di variazione della frequenza: variazioni della temperatura ambiente, dell'assetto della piastrina di quarzo nel supporto, delle tensioni di alimentazione o delle caratteristiche del tubo elettronico, a causa di cambio. E' necessario perciò costruire accuratamente il piezooscillatore, ad evitare tali inconvenienti.

Si attenua fortemente l'influenza di variazioni della temperatura ambiente, collocando il quarzo entro un termostato. Notevoli progressi sono stati recentemente realizzati in questo campo, specialmente grazie alla sostituzione degli elementi termostatici a mercurio entro bulbo di vetro, a quelli usuali a coppia bimetallica. Gli elementi a mercurio sono notevolmente più pronti; tuttavia presentano in generale l'inconveniente di non permettere una facile e rapida regolazione della temperatura.

Poichè il circuito ha un'influenza non trascurabile sulla frequenza di oscillazione, è opportuno che la piastrina di quarzo non sia fornita come elemento a sè; ma solamente insieme con il relativo oscillatore, tubo elettronico compreso. Solo in tal caso potrà avere valore reale la frequenza di taratura; su questa via sono appunto orientate attualmente le case costruttrici.

Anche negli apparati radiotrasmittenti per aeromobili il quarzo può rendere utili servizi. In questo caso ragioni di peso e di ingombro minimo obbligano a costruire piezooscillatori della massima potenza compatibile con una moderata sollecitazione della piastrina di quarzo. Pure i termostati devono essere piccoli e leggeri, anche se a scapito della costanza di temperatura: due tipi interessanti sono brevemente descritti, di dimensioni assai ridotte e del peso di 450 e 150 g rispettivamente. *M. B.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

S. S. Kirby e K. A. Norton — **Misure di intensità di campo.** (B. S. J. Research, aprile 1932, VIII, 4, pag. 463-479, con 17 fig.).

Allo scopo di studiare il fenomeno della propagazione, in relazione all'assorbimento atmosferico, sono state eseguite misure di campo per onde comprese fra 285 e 5400 kHz.

I risultati ottenuti dimostrano che, ad una distanza di 2,4 km dalla stazione di trasmissione, l'assorbimento non è apprezzabile per onde la cui frequenza sia inferiore ai 1000 kHz; mentre invece per frequenze superiori esso comincia ad avere un certo valore ed aumenta proporzionatamente alla frequenza stessa.

I dati ricavati dalle misure sono stati confrontati con quelli forniti dalla formula di Austin-Cohen e si è constatato che, per la gamma di frequenze considerate, tale formula non fornisce risultati soddisfacenti. *S. R.*

RICEVITORI.

L. F. Curtis — **Interferenze elettriche nei ricevitori per automobili.** (Proc. I. R. E., aprile 1932, XX, 4, pag. 674-688, con 11 fig.).

L'applicazione degli apparecchi riceventi per radiodiffusione sulle automobili trova serie difficoltà nei molteplici disturbi prodotti dai circuiti elettrici a bassa ed alta tensione. Poichè in generale non è possibile una completa schermatura di tutti i circuiti (una schermatura parziale è insufficiente e spesso anzi dannosa), occorre ridurre con acconci sistemi i disturbi alla loro origine. Quelli prodotti dal complesso di accensione del motore sono sufficientemente ridotti inserendo nei circuiti resistenze elevate, il più possibile vicino agli elettrodi tra i quali si ha la scintilla. I disturbi dovuti alla dinamo possono invece essere attenuati mediante opportuni filtri con induttanze e capacità.

Un'importanza notevole per l'eliminazione dei disturbi deve essere data alla sistemazione dell'antenna. *M. B.*

D. D. Israel — **Regolazione di sensibilità manuale e automatica.** (Proc. I. R. E., marzo 1932, XX, 3, pag. 461-477, con 14 fig.).

Mentre l'aumento della sensibilità nei radioricevitori è stato oggetto di numerose e notevoli ricerche, relativamente trascurati sono stati in generale i metodi di regolazione della sensibilità. E' invece questo un problema di estrema importanza, il quale deve procedere di pari passo con l'aumento della sensibilità dei ricevitori.

La regolazione manuale della sensibilità può essere ottenuta attenuando la tensione di entrata a radiofrequenza, oppure variando le caratteristiche dei tubi elettronici, e quindi l'amplificazione del ricevitore.

Il primo dispositivo ha il vantaggio di permettere un maggiore campo di variazione e quello, se razionalmente usato, di non dar luogo ad alcuna distorsione. Tuttavia usualmente esso introduce un effetto dissintonizzante sul circuito sul quale opera, e ne diminuisce anche la selettività. Inoltre, insieme col segnale non viene attenuato il rumore di fondo del ricevitore, poichè l'amplificazione resta invariata.

Il secondo sistema può dar luogo a distorsione e a disturbi per parte di potenti stazioni radiotrasmittenti, poichè i tubi amplificatori lavorano nel tratto curvo delle caratteristiche.

Un soddisfacente compromesso si ha con l'impiego simultaneo dei due sistemi di regolazione con dispositivo di comando unico, oppure separato. Talvolta anche, per maggiore semplicità, invece di un attenuatore graduale della tensione di entrata, è impiegato un dispositivo con due sole posizioni, per la ricezione di stazioni lontane, oppure della locale.

La regolazione automatica di volume è attualmente sempre ottenuta agendo sulle caratteristiche dei tubi amplificatori. E' usato generalmente a questo scopo un tubo regolatore, triodo o diodo rettificatore, derivato sullo stesso circuito a radiofrequenza, che alimenta il rive-

latore. La corrente anodica continua di questo tubo, funzione diretta della tensione a radiofrequenza ad esso applicata, attraverso un'opportuna resistenza polarizza negativamente le griglie dei tubi amplificatori. Polarizzando con una tensione negativa il tubo regolatore, si ottiene che esso entri in funzione solo quando la tensione a radiofrequenza supera un certo livello; il quale può essere variato a piacere regolando il valore della tensione di polarizzazione.

Si può anche affidare la funzione di regolatore allo stesso tubo rivelatore; ma questo sistema, senza dubbio più semplice e più economico del precedente, è d'altra parte meno efficace e meno completo.

M. B.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

E. Hudec e E. Perchermeier — **L'uso del tubo di Braun nella televisione.** (Fernsehen, ottobre 1931, II, 4, pag. 244-261, con 14 fig.).

E' descritto l'uso del tubo di Braun nella parte ricevente dell'impianto di televisione del « Reichspostzentralamt » a Berlino.

Sullo schermo del tubo la macchia luminosa prodotta dal pennello catodico deve muoversi con la stessa legge del pennello luminoso che colpisce l'oggetto, mentre la macchia stessa con le sue variazioni di chiarezza riproduce l'immagine.

La macchia deve cioè percorrere sullo schermo successivamente un certo numero di righe, e al termine di ciascuna riga ritornare all'inizio della successiva in un tempo trascurabile. A questo scopo si utilizzano le così dette oscillazioni a scatto, le quali hanno le seguenti caratteristiche. La loro tensione cresce proporzionalmente al tempo e ritorna al valore iniziale in un tempo nettamente più breve; inoltre queste oscillazioni possono essere portate al sincronismo con una data tensione alternata. Si generano due serie di oscillazioni di codesto tipo: le une con la frequenza delle righe della immagine; le altre con la frequenza della stessa immagine. Alla ricezione queste due specie di oscillazioni vengono applicate rispettivamente alle due coppie di placche del tubo di Braun, e così viene descritta l'immagine sullo schermo.

Le oscillazioni a scatto sono prodotte per mezzo di impulsi di sincronizzazione, che hanno la stessa frequenza che si desidera per le oscillazioni, e vengono generati nella parte trasmittente. Si provvede il disco di Nipkow di una corona di fessure radiali, in numero uguale a quello dei fori; in più, in un punto di questa corona di fessure, si pratica una opportuna apertura più grande. Attraverso questa apertura e le dette fessure, una sorgente luminosa ausiliaria illumina un'apposita cellula fotoelettrica per mezzo della quale si generano gl'impulsi di sincronizzazione. I due diversi ordini di impulsi sono inviati a due diversi amplificatori a resistenza e capacità (con trasformatori di uscita). Uno di questi presenta un condensatore in parallelo su una sua resistenza di griglia, così proporzionato da costituire praticamente un corto circuito per gli impulsi a frequenza più alta. Si ottiene in tal modo la necessaria separazione dei due ordini di impulsi.

La corrente dell'immagine e i due ordini di impulsi modulano un'unica onda portante. Occorre che gli impulsi determinino una modulazione di maggiore ampiezza che quella della corrente dell'immagine, affinchè si possa poi separarli con un apposito filtro di intensità.

Quanto al procedimento per generare oscillazioni a scatto, che abbiano le caratteristiche sopra indicate, esso si basa sull'uso di un circuito, in cui un condensatore viene alternativamente caricato (bruscamente) e scaricato (gradualmente) sotto l'azione di comando di due tubi elettronici.

L. Sp.

--- CRONACA TECNICA ---

GENERATORI - OSCILLATORI.

Una esposizione degli speciali requisiti che devono possedere le **dinamo ad alta tensione per stazioni radiotrasmittenti** e delle inerenti difficoltà costruttive è fatta nella *Rivista Marelli* del febbraio 1933.

Per tensioni di 4000 volt e velocità di 2800 giri al 1′ conviene mettere due collettori in serie per ridurre la tensione media fra lamella e lamella a 50 volt circa. Dato il grande numero di spire e la corrente debole, l'avvolgimento è fatto con filo di $0,2 \div 0,4$ mm di diametro, smaltato e con doppia copertura di seta. Le spire sono suddivise in

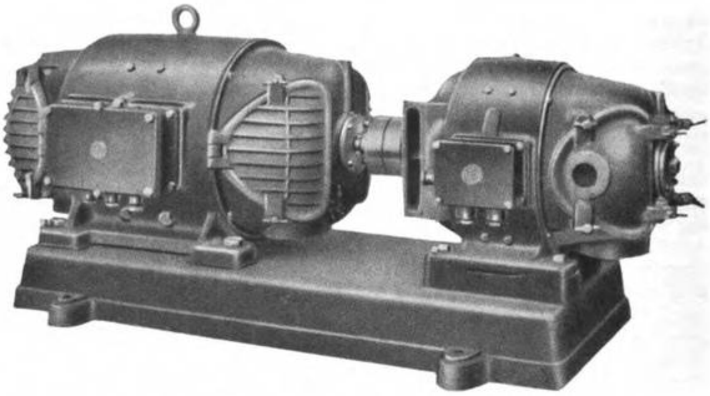


Fig. 1. — Dinamo a due collettori 3000 V, 2,50 kW, 2800 giri al 1′, comandata da motore a corrente continua, per impianto di bordo; costruzione protetta contro lo stillicidio.

gruppi, isolati fra di loro con carta, e tutto l'avvolgimento è isolato verso la massa con nastro di mica. Un esemplare di gruppo convertitore per la produzione di alta tensione è illustrato dalla fig. 1.

L'eccitazione è sempre indipendente, con accumulatori o dinamo direttamente accoppiate, che servono anche per l'accensione dei filamenti dei triodi.

Per l'alimentazione degli anodi è assolutamente necessario, che la corrente sia più che possibile priva di componenti periodiche. Queste componenti, che appariscono sempre nella tensione fornita dalla dinamo, hanno frequenze che dipendono dai rapporti Z/p e K/p fra i numeri Z delle cave e K delle lamelle del collettore e quello p delle coppie di poli. Per ridurre l'ampiezza di tali componenti si adoperano speciali accorgimenti costruttivi, che non sono tuttavia sufficienti allo

scopo; così che bisogna poi inserire un filtro fra le dinamo e gli apparecchi di utilizzazione

Al collaudo, oltre alle prove normali, la dinamo viene sottoposta ad una serie di 100.000 interruzioni brusche di carico, per la prova di

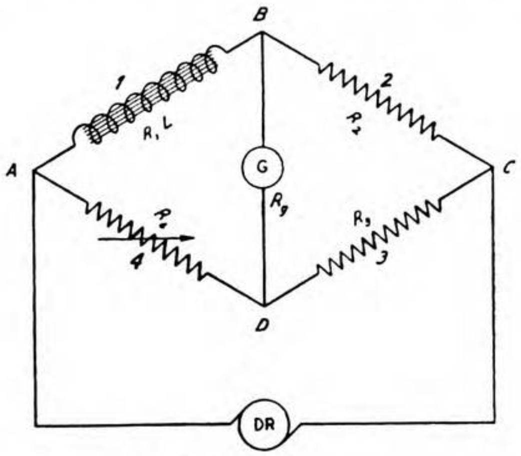


Fig. 2. — Ponte filtrante.

sollecitazione sugli isolanti. Viene poi misurata l'« irregolarità » della curva di tensione fornita, per mezzo del ponte filtrante di Chiodi (fig. 2).

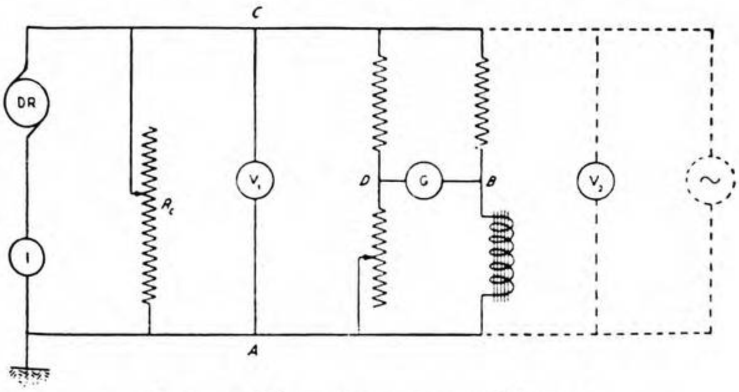


Fig. 3. — Schema di montamento del ponte.
$D\,R$ = dinamo; I = amperometro; R_c = resistenza di carico; V_1 = voltometro ad alta tensione; G = strumento rivelatore; V_2 = voltometro a bassa tensione; $\sim$ = alternatore.

Regolando la resistenza variabile, si mette il ponte a regime rispetto alla corrente continua (minimo dell'indicazione in G). In queste condizioni, se l'induttanza del lato 1 ha un valore sufficientemente grande

(che è facile controllare a priori), si può ritenere che la corrente attraverso la diagonale *G*, e quindi l'indicazione dello strumento rivelatore, siano proporzionali alla sola componente periodica, con un errore inferiore all'1 %.

Nella fig. 3 è indicato il modo di adattare il ponte alle misure su una dinamo ad alta tensione. Le resistenze rappresentate senza notazione sono resistenze di wattmetri; quella regolabile è di valore alquanto inferiore alle due superiori per non portare lo strumento rivelatore ad un potenziale troppo elevato verso terra. Il punto *A* è messo a terra insieme con la carcassa della dinamo per eliminare gli eventuali effetti di dispersione della componente periodica attraverso la

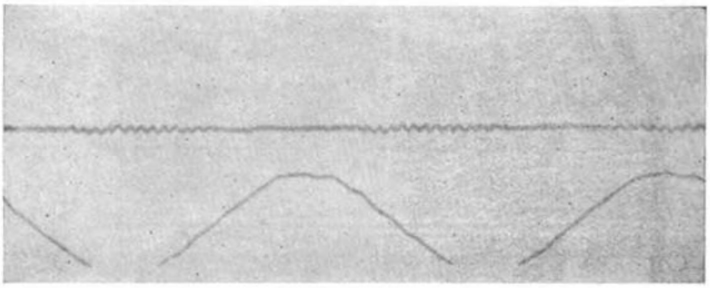


Fig. 4. — Oscillogramma della componente periodica della tensione fornita da una dinamo ad alta tensione.

capacità degli avvolgimenti della macchina. Le linee punteggiate rappresentano il circuito di taratura, che non è, a rigore, strettamente necessario.

Se la resistenza dei lati non è molto elevata, nè l'irregolarità troppo piccola, si può fare di quest'ultima l'analisi armonica, ovvero eseguire il rilievo oscillografico della corrente nella diagonale *G*. Un esempio di oscillogramma del genere è riportato in fig. 4 insieme con l'oscillogramma di una corrente alternata a 42 Hz per la taratura delle ascisse (tempi). Si vede facilmente, che fra le componenti periodiche ve n'è una di particolare rilievo intorno alla frequenza di circa 1300 Hz. *C. C.*

*

I requisiti, cui devono soddisfare i **gruppi convertitori per impianti radiotecnici**, sono:

1°) massima sicurezza di funzionamento,
2°) marcia silenziosa e senza vibrazioni,
3°) corrente priva di armoniche,
4°) possibilità di ampia ed accurata regolazione della tensione continua.

La Brown Boveri soddisfa alle due prime condizioni, secondo quanto viene esposto nel numero di novembre-dicembre 1932 della *Revue Brown Boveri*, curando al massimo grado la costruzione e montando i gruppi sopra adatti ammortizzatori.

Più difficile risulta soddisfare alle ultime due condizioni. Le ondulazioni della tensione si possono misurare per mezzo del voltmetro

amplificatore (fig. 1), che può servire però soltanto per misure comparative.

Dall'esame dell'oscillogramma ricavato su una dinamo per alimentazione di filamenti, si può vedere che esiste una componente periodica a bassa frequenza (circa 50 Hz) e di debole ampiezza, dovuta ad

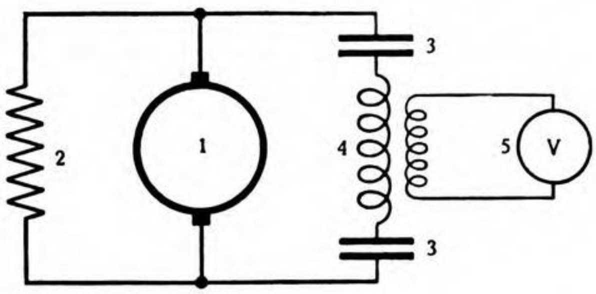


Fig. 1. — Schema delle connessioni di un voltmetro amplificatore.
1. - Dinamo. 3. - Condensatore.
2. - Resistenza di carico. 4. - Trasformatore di tensione.
5. - Voltmetro amplificatore.

una dissimmetria magnetica del rotore. Ciò dipende dal fatto, che le lamiere non presentano la stessa permeabilità parallelamente e ortogonalmente alla direzione di laminazione. L'ampiezza di questa componente, che è sempre piccola, si può ancora ridurre con una opportuna disposizione delle lamiere nel pacco rotorico.

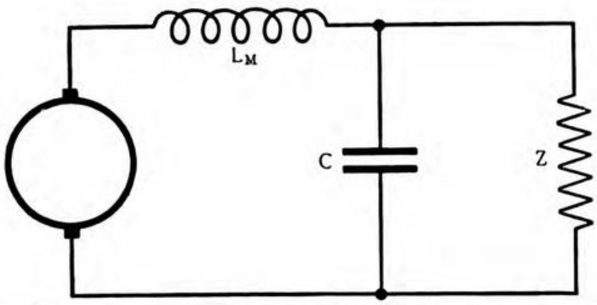


Fig. 2. — Circuito di una dinamo per accensione di filamenti.
L_M = Autoinduzione della macchina.
C = Batteria di condensatori.
Z = Impedenza del circuito di carico.

Un'altra componente di frequenza più elevata (circa 1500 Hz) è prodotta dalle scanalature del rotore. Si attenua questa componente inclinando le scanalature, scegliendo la saturazione magnetica più conveniente e modificando opportunamente il traferro. Sono state anche costruite dinamo a bassa tensione senza scanalature, ma il loro prezzo è risultato troppo alto.

Un'altra causa di irregolarità è data dalla commutazione; la frequenza della componente periodica corrispondente è proporzionale al numero L delle lamelle del collettore e più precisamente è uguale a $L \cdot n/60$, essendo n il numero di giri al 1'; l'ampiezza invece è inversamente proporzionale ad L. Nelle dinamo a bassa tensione la variazione di pressione delle spazzole sul collettore produce una variazione non trascurabile di resistenza nel circuito e quindi una ondulazione della tensione; bisogna perciò tornire perfettamente il collettore ed eliminare con ogni cura le vibrazioni.

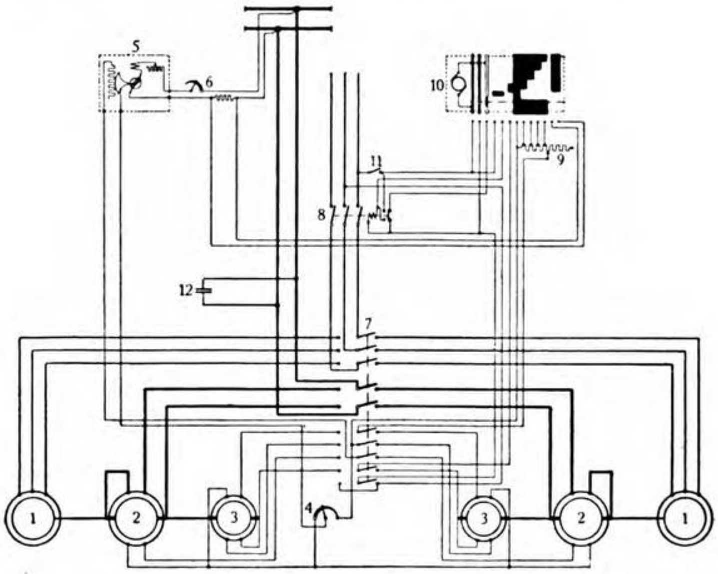


Fig. 3. — Schema delle connessioni di un gruppo per accensione di filamenti, con regolazione automatica della tensione.

1. - Motore trifase.
2. - Generatore a corrente continua.
3. - Eccitatrice.
4. - Reostato di campo.
5. - Regolatore di tensione ad azione rapida.
6. - Resistenza di regolazione a mano.
7. - Commutatore.
8. - Interruttore trifase.
9. - Resistenza addizionale.
10. - Controllore di manovra.
11. - Interruttore ausiliario.
12. - Condensatore.

Nonostante tutte queste precauzioni è ancora necessario inserire un filtro fra la dinamo e l'apparecchio utilizzatore. Per le dinamo a bassa tensione è sufficiente una reattanza in serie; se l'intensità di corrente è forte, la bobina costa molto cara e può convenire invece un condensatore in parallelo, come è indicato nella fig. 2. Per esempio per una dinamo a 30 V e 1400 A, per accensione di filamenti, occorre una capacità di circa 15 000 μF per ridurre ad 1/5 l'ampiezza della componente di frequenza 1500 Hz.

Per le dinamo ad alta tensione occorrono cellule filtranti com-

plete, le quali servono anche ad evitare le deformazioni ed a migliorare la modulazione. Ciò richiede l'uso di grosse capacità, dell'ordine di 100 μF, che, per tensioni di 15 000 V quali si hanno nelle stazioni importanti, sono molto costose, ma assolutamente necessarie.

Con tutti i mezzi accennati si riesce a ridurre l'ampiezza della componente totale periodica al disotto del 1,5 % della tensione continua.

Per soddisfare infine alla quarta condizione, si fanno poi tutte le dinamo radio ad eccitazione indipendente. Per dinamo ad alta tensione è sufficiente l'eccitazione composta; per quelle a bassa tensione è necessario un regolatore ad azione rapida, che viene collegato con le sbarre collettrici. Inoltre è necessario, che all'inizio del funzionamento la tensione applicata ai filamenti cresca gradualmente fino al valore finale, perciò (fig. 3) il gruppo convertitore a bassa tensione è corredato di un apparecchio, detto controllore di manovra, il quale all'avviamento mette anzitutto in marcia il motore trifase e chiude in corto circuito l'avvolgimento in serie dell'eccitatrice, poi progressivamente elimina la resistenza nel circuito di eccitazione in derivazione dell'eccitatrice, ed infine inserisce nuovamente l'eccitazione in serie. Per tutto il tempo, durante il quale la tensione cresce fino a raggiungere il suo valore normale, il controllore esclude il regolatore ad azione rapida.

C. C.

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

Nello scorso dicembre sono entrati in esercizio, a cura della « British Broadcasting Corporation », in Daventry, nuovi **trasmettitori direzionali ad onda corta per trasmissioni radiofoniche** alle colonie inglesi. Dopo prove preliminari durate alcuni anni (*E. F. D.*, gennaio 1933) sono state delimitate cinque zone di trasmissione, precisamente l'Australia, l'India, l'Africa (esclusa l'Africa occidentale), l'Africa occidentale, il Canadà. Due trasmettitori a onda corta, equipaggiati entrambi con due triodi terminali da 15 kW in schema equilibrato, provvedono contemporaneamente alla radiodiffusione verso le singole zone su due lunghezze d'onda: 25,5 e 31,3 m, oppure 31,3 e 49,6 m, secondo l'ora del giorno. Altri sei trasmettitori provvedono alla diffusione contemporanea di trasmissioni di particolare importanza, in tutte le cinque zone.

Analoghi **impianti per trasmissioni radiofoniche transoceaniche** sono pure entrati in funzione nel 1932 in Germania. Sono infatti stati predisposti a Zeesen presso Königswusterhausen due trasmettitori direzionali a onda corta per la trasmissione, su onde di 19,7, 25,5 e 49,8 m, verso gli Stati Uniti d'America; qui la ricezione si effettua da parte degli impianti della R. C. A. e della « National Broadcasting Co. ». Altri sistemi radianti, stabiliti per le lunghezze d'onda di 19,7 e 31,4 m, provvedono, quando occorra, alla radiodiffusione in tutte le direzioni. La ricezione in Germania di trasmissioni d'oltre Oceano può invece venire effettuata attraverso i nuovi impianti riceventi, appositamente costruiti in Beelitz, che consentono la ricezione simultanea di più programmi diversi.

S. 3.

*

A seguito delle prove di trasmissione con microonde della lunghezza di 18 cm eseguite qualche tempo fa fra Dover e Calais dai tecnici degli « International Telephone and Telegraph Laboratories » di Hendon e della Società « Le Matériel Téléphonique » di Parigi, è stata ordinata dal Ministero dell'Aria inglese una stazione trasmittente e ricevente per onde di 15 cm, che verrà installata nell'aeroporto di

Lympne, presso Hythe. Una stazione identica verrà pure installata nell'aeroporto francese di St. Inglevert, a 11 km da Calais.

Questo **collegamento a microonde** (*The Elec.*, 18 novembre 1932) verrà utilizzato per annunciare la partenza e l'arrivo di aerei, transitanti attraverso la Manica e non equipaggiati con apparecchi di radiocomunicazione. La trasmissione e la ricezione saranno effettuate mediante telescrittori. *S. 3.*

*

L'uso di **onde ultracorte (3 ÷ 10 m) quale mezzo di comunicazione diretta** nei casi, in cui sarebbe altrimenti necessaria la posa di sezioni in cavo subacqueo o di circuiti di rilevante lunghezza, è stato applicato (*The Elec.*, 28 ottobre 1932) dal « General Post Office » inglese con ottimo risultato per collegare le reti urbane di Weston-super-Mare e di Cardiff, separate dal fiume Severn. Le stesse onde ultracorte sono state utilizzate dal G. P. O. anche per altri collegamenti per uno sviluppo complessivo di circa 480 km. *S. 3.*

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

A quarant'anni dall'inizio delle **comunicazioni telefoniche fra New York e Chicago,** A. B. Clark riassume nel fascicolo di ottobre 1932 del *Bell Telephone Quarterly* lo sviluppo storico di tale impianto di telecomunicazione, che rispecchia perfettamente il contemporaneo progresso negli impianti per trasmissioni a grande distanza.

Nel 1892 venne posata la prima linea aerea in filo di bronzo da 4,2 mm, cui corrispondeva per una distanza di 1500 km un'attenuazione di circa 4 neper.

Nel 1893 fu posato un secondo circuito uguale al primo.

Nel 1901 le due linee vennero equipaggiate per prova con bobine Pupin inserite a distanze di 4 km; tali prove non diedero buoni risultati per l'influenza delle perturbazioni esterne e delle variazioni di conduttanza.

Nel 1904 vennero eseguite prove con amplificatori meccanici.

Nel 1911 vennero definitivamente inserite in circuito le bobine Pupin, eliminando gli inconvenienti primitivi e riducendo così l'attenuazione totale a 2,3 neper.

Nel 1915 furono introdotti i primi amplificatori termoionici.

Nel 1920 vennero eliminate le bobine Pupin, raddoppiando il numero di amplificatori.

Nel 1921 vennero applicati ai circuiti aerei sistemi di telefonia multipla a correnti vettrici di alta frequenza.

Dal 1922 al 1925 vennero effettuati lo studio e la posa di un cavo sotterraneo, riducendo l'attenuazione totale, sui circuiti a quattro fili, a circa 1 neper.

Con la fine del 1931 vennero completamente eliminati dal cavo i circuiti a due fili, per modo che oggi il traffico si svolge esclusivamente su circuiti a quattro fili.

E' attualmente allo studio l'applicazione di sistemi di telefonia ad alta frequenza ai circuiti in cavo esistenti. *S. 3.*

MATERIALI.

Circa **la steatite come isolante per alte frequenze** riferisce un articolo di E. Albers-Schönberg e J. Gingold in *E. T. Z.* del 3 marzo 1932.

La steatite si trova largamente in Germania; essa, già usata per isolatori per alte tensioni, si è rivelata ora particolarmente adatta per

alte frequenze. Dopo che il materiale è stato finemente polverizzato, si può modellarlo facilmente dandogli qualsiasi forma, senza preoccupazione di danni nella cottura. Cotto, presenta poi alta resistività, basse perdite dielettriche ed elevata resistenza meccanica.

Dal confronto fra le proprietà fisiche di questo isolante e quelle della porcellana si conclude che esso è bene adatto all'impiego per le alte frequenze. *Tt.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Nel fascicolo di settembre 1932 di *Television* A. P. Peck espone il metodo usato dai tecnici della « Columbia B. C. » per la **trasmissione televisiva e sonora su un'unica onda.**

La figura trasmessa è composta di 4320 elementi e la si analizza venti volte al secondo, il che è sufficiente per dare una buona illusione sia del contorno, sia del movimento; la frequenza portante è di 2800 kHz e la modulazione per la trasmissione televisiva impegna una banda di 86 kHz.

Per la parte sonora si utilizzano frequenze fino a 5 kHz; queste modulano un generatore di piccola potenza a 45 kHz il quale modula ancora l'onda di 2800 kHz; in definitiva viene trasmessa la banda 2750 ÷ 2850 kHz e la trasmissione sonora vi figura nelle due zone estreme con frequenze portanti di 2755 e 2845 kHz.

Alla ricezione un apparecchio molto selettivo, per esempio a supereterodina, accordato su una di queste due ultime frequenze, viene utilizzato per la parte sonora, mentre per la televisione si impiega un apparecchio normale. E' anche possibile ricevere i due programmi ad un apparecchio solo e poi separarli con circuiti opportuni.

Vantaggio del sistema è di consentire in un'unica trasmissione la televisione e l'accompagnamento sonoro, senza oltrepassare l'ampiezza di banda di 100 kHz. *P. G.*

TUBI ELETTRONICI.

I perfezionamenti introdotti nella costruzione dei **tubi termoionici al neon** hanno permesso di aumentare la corrente di placca fino a 25 A (*The El. J.*, luglio 1932) con punte di massimo di 65 A. Questi tubi vengono costruiti per portate sempre maggiori di 15 mA. Il loro filamento è del tipo a rivestimento con ossidi metallici; la presenza del neon ha per effetto di annullare la carica spaziale e di aumentare la conducibilità interna.

La corrente di griglia è sempre molto piccola ed inferiore a 1 mA; quando la griglia è a potenziale negativo la corrente di placca è nulla qualunque sia la tensione di questa, mentre quando la griglia è positiva la corrente di placca può passare purchè anche la placca sia positiva. Una volta stabilito il flusso elettronico non è possibile interromperlo col portare la griglia a potenziale negativo; il tubo al neon permette di regolare la corrente di placca fra zero ed un massimo poichè basta ritardare più o meno l'adescamento della scarica agendo sul potenziale di griglia in perfetto sincronismo con le semionde positive applicate alla placca. Fra una semionda positiva ed una negativa deve passare un intervallo almeno di 0,001 secondi onde permettere al gas di deionizzarsi; il tubo perde le sue proprietà raddrizzatrici quando la frequenza della tensione applicata supera i 500 Hz.

Le applicazioni di questo tipo di tubi sono ormai numerose: funzionamento di soccorritori, regolazione della tensione delle linee, regolazione della luce in teatri e cinematografi, alimentazione di motori a corrente continua, ecc. *I. L.*

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

U. TUCCI. — *Enciclopedia della radio.* — R. Bemporad, Firenze, 1933. — Un volume di 500 pagine, con 554 figure. — Prezzo L. 25.

Derivata da una raccolta parziale, che compariva a puntate in una diffusissima rivista radiofonica, questa enciclopedia, con le sue quasi 1300 voci, è riuscita opera di mole davvero rispettabile. Essa contiene e mette facilmente a disposizione del lettore una quantità di materia informativa, che riuscirà a più d'uno assai utile. Che la qualità sia tutta di primissima scelta, che la forma sia ovunque accuratissima, che il rigore scientifico sia in ogni parte rispettato, non vorremo affermare; ma soggiungiamo subito, che tali requisiti sono sempre difficilissimi a soddisfare in modo completo ed appariscono poi praticamente irraggiungibili in un campo così vasto ed in un argomento in così rapida evoluzione com'è quello della radiotecnica. Nel complesso si debbono quindi salutare con simpatia l'iniziativa presa con coraggio e lo sforzo compiuto con serietà e con impegno evidenti.

La nuova enciclopedia riuscirà poi utile anche per un altro riguardo: essa costituirà uno dei punti di partenza per la necessaria revisione e per la urgente codificazione della nomenclatura delle comunicazioni elettriche, di cui già fu fatto cenno [1] e su cui converrà ritornare.

Accurata e nitida la veste tipografica, chiare ed in massima parte ben scelte e ben eseguite le numerose figure. *Di.*

*

M. PIRANI. — *Graphische Darstellung in Wissenschaft und Technik.* — W. de Gruyter, Berlin, 1931. — Un volume di 147 pagine, con 71 figure, legato. — Prezzo M. 1,80.

In questo volumetto, che costituisce il n. 728 della nota « Sammlung Göschen », sono raccolte le notizie fondamentali relative ai metodi di rappresentazione grafica in uso nella tecnica e negli studi scientifici. E' inutile mettere in evidenza l'importanza che hanno assunto attualmente tali metodi di rappresentazione, e il volumetto che li illustra in forma chiara e precisa può riuscire assai utile e ben raccomandabile a tutti i tecnici; questi vi troveranno anche una quantità di notizie che spesso non sono di patrimonio comune mentre riuscirebbero assai comode in pratica.

Il primo capitolo si occupa del tracciamento di curve in base a risultati sperimentali e delle applicazioni relative alle estrapolazioni, alla derivazione e all'integrazione di curve tracciate. Il secondo capitolo riguarda invece la rappresentazione grafica di funzioni cono-

---

[1] A. F., 1932, I, p. 484.

sciute nella loro espressione algebrica, specialmente nei rispetti dell'impiego di scale speciali (logaritmiche, proiettive, trigonometriche, ecc.) e della risoluzione grafica di equazioni.

Chiude il volume un capitolo sul tracciamento di abachi grafici, da quelli più semplici a scale rettilinee fino ai più complessi con scale curvilinee.

Il pregio del libro è accresciuto dalle nitide illustrazioni e dalla bibliografia specializzata che vi è allegata.

*

A. Gemelli. — *Recherches sur la structuration des paroles et des phrases.* — Laboratorio di psicologia dell'Università Cattolica, Milano, 1932. — Un volume di 40 pagine e 23 tavole fuori testo. — (Senza indicazione di prezzo).

A. Gemelli e G. Pastori. — *Recherches et nouveaux résultats dans l'étude des voyelles.* — Laboratorio di psicologia dell'Università Cattolica, Milano, 1932. — Un volume di 24 pagine e 19 tavole fuori testo. — (Senza indicazione di prezzo).

L'interesse di ambedue questi rapporti, letti al Congresso di psicologia di Copenhagen (22-27 agosto 1932), non si limita al campo

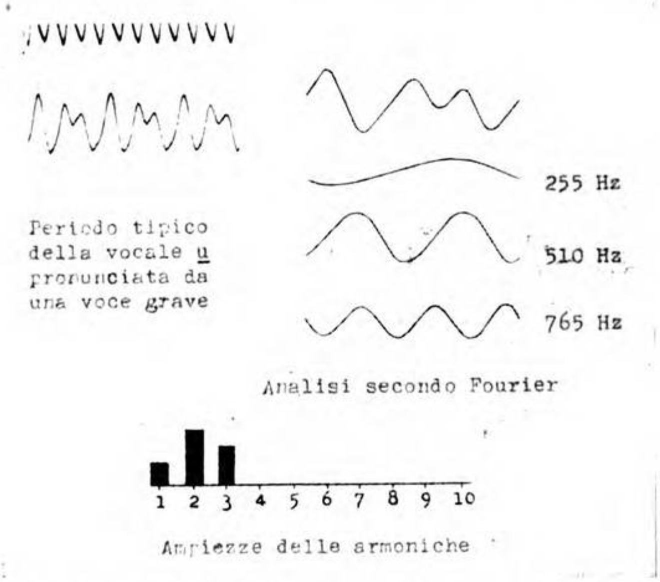


Fig. 1. — Oscillogramma della vocale *u*, e sua analisi secondo Fourier.

degli studi psicologici, ma si estende anche al dominio dell'acustica propriamente detta. Poichè, per condurre in modo rigoroso l'indagine, gli AA hanno affrontato il problema dell'analisi fisica dei suoni com-

ponenti la voce umana e vi si sono dedicati per la lingua italiana, finora non studiata sotto tale punto di vista.

Il procedimento impiegato per la registrazione sonora è il seguente. La voce si fa agire su un microfono a quarzo; la corrente elettrica che così si ricava, opportunamente amplificata, si porta ad un oscillografo; questo, mediante un dispositivo fotografico, consente il rilievo degli oscillogrammi su una striscia di carta sensibile la cui velocità di scorrimento è dell'ordine di 8 metri al secondo.

Le vocali, che costituiscono la parte più importante e caratteristica del linguaggio, sono state studiate sia pronunciate da sole sia come componenti di una parola, dette da voci maschili o femminili, parlate

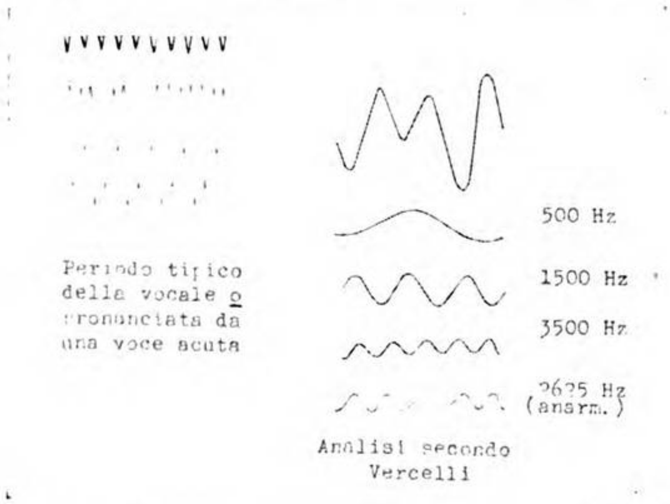


Fig. 2. — Oscillogramma della vocale *o*, e sua analisi secondo Vercelli.

o cantate o sussurrate. Per l'analisi dei diagrammi furono impiegati il metodo di Fourier e quello di Vercelli; il primo permette di tracciare lo spettro sonoro di ogni vocale, il secondo consente di individuarne le componenti anarmoniche. La fig. 1 dà un esempio di oscillogramma e di sua analisi in serie di Fourier, per la vocale *u*; la fig. 2 riporta un diagramma con i risultati dell'analisi secondo il metodo di Vercelli, per la vocale *o*; la fig. 3 permette il confronto fra gli oscillogrammi di una medesima vocale, la *i*, in condizioni diverse. Le dentellature che sovrastano i vari diagrammi determinano la scala dei tempi, in millisecondi.

L'esame di numerose prove permette di raccogliere conclusioni importanti. Ogni tipo di vocale ha sue caratteristiche proprie che non possono schematizzarsi in una semplice composizione di un certo numero di toni parziali con uno fondamentale: nella *a* occorre lo smorzamento delle armoniche superiori, nella *i* la presenza di armoniche di ordine elevato, nella *u* una frequenza relativamente bassa delle armoniche superiori. Inoltre per una stessa vocale la voce acuta dà un oscillogramma più semplice della voce grave; la vocale cantata pro-

cura un tracciato notevolmente più semplice della vocale parlata e tale semplificazione è più spiccata per la *i* e per la *u*; una vocale nel corpo di una parola è solo in parte « pronunciata », in gran parte è « cantata »; se è sede dell'accento tonico la sua vibrazione termina con un tratto non periodico più affine ad un rumore che ad un suono.

Anche gli oscillogrammi di intere parole o frasi sono assai interessanti. Se ne rileva la grande differenza fra la durata media di una consonante (4 o 5 millisecondi) e quella di una vocale (dell'ordine del centinaio di millisecondi); manca il distacco fra le varie parole di una frase; l'oscillogramma ha variazioni di frequenza portate dalla « melodia » della fonazione; gli elementi subiscono modificazioni importanti, partecipando all'insieme.

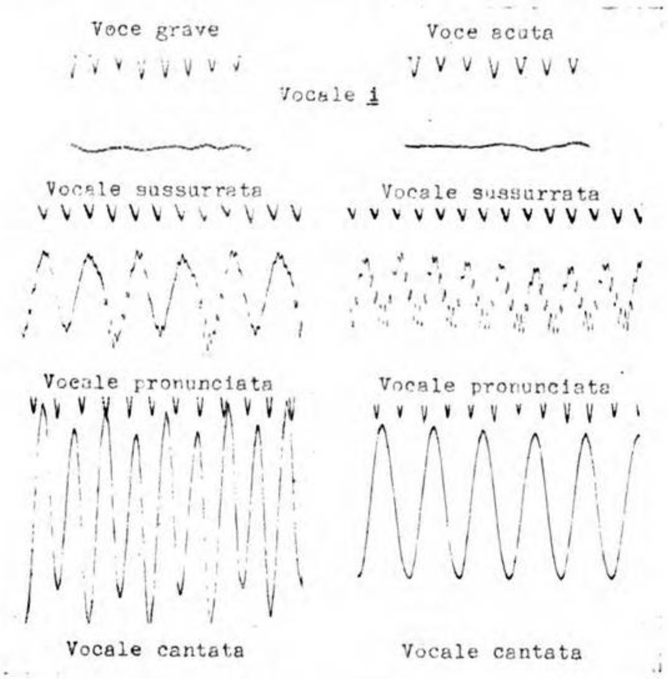


Fig. 3. — Oscillogrammi della vocale *i* in condizioni diverse.

Quanto all'influenza dell'individuo che parla, essa vien posta in rilievo come essenziale. E' bensì vero che la fonetica considera la realtà della sillaba, della parola e della frase come tali. Ma dal punto di vista della psicologia, il linguaggio studiato sugli oscillogrammi non autorizza tali separazioni. Esso ci si rivela come un complesso vivo ed organico, costituito da suoni vari; ciascuno di questi, se è da considerare come elemento, è però fuso nel tutto, tanto da influenzarne la fisonomia risultante e da esserne a sua volta profondamente modificato. Tali influenze reciproche variano da soggetto a soggetto e da momento a momento per opera di fattori oggettivi e soggettivi, onde

il linguaggio quasi perde la speciale struttura meccanica, per assumere una forma e un'entità propria.

Il materiale illustrativo dei due lavori testimonia l'importanza e la cura delle ricerche. Esso è raccolto con vera larghezza; v'è fra l'altro, ad esempio, l'oscillogramma della frase italiana « *via pei limpidi zaffiri* », cantata su un seguito di note per la durata di 2,208 secondi, con uno sviluppo lineare, nella riproduzione, di circa 6,80 m.

P. L.

*

G. COLOMBO. — *Manuale dell'ingegnere civile e industriale* - 60-65ª edizione. — U. Hoepli, Milano, 1933. — Un volume di XIV-1142 pagine, con 600 figure e 400 tabelle, legato. — Prezzo L. 45.

La nuova edizione del decano dei nostri manuali, ideato sessant'anni or sono dal compianto senatore Colombo, ha subito per cura del Comitato di redazione (C. I. Azimonti, M. Baroni, G. Belluzzo, F. Giordano e C. Rossi) un rinnovamento radicale, che si estende alla maggior parte del testo, ed insieme un notevole ampliamento. Pur senza aumento di formato o di mole, il volume ha raggiunto un contenuto presso che doppio, grazie a pregi di concisione e di tecnica tipografica, non facilmente riscontrabili in altre opere consimili, neppure straniere.

Se il rifacimento della materia risponde alle rinnovate condizioni della nostra tecnica, l'aggiunta di numerosi argomenti nuovi soddisfa al moltiplicarsi delle specializzazioni nell'arte dell'ingegnere. In ciò il manuale rivela felice equilibrio e buona inquadratura, poichè tiene conto delle necessità di tutti gl'ingegneri, senza lasciare che alcuno dei vari rami della tecnica soverchi gli altri.

Il comitato ha fatto ricorso ad una numerosa schiera di collaboratori (circa novanta) raggiungendo, già in questa edizione, ciò che sarà certo conseguito in modo ancor più perfetto nelle successive, cioè la fusione delle varie correnti scientifiche e tecniche del nostro paese in un complesso omogeneo ed armonico. Sono da segnalarsi al riguardo l'unificazione dei simboli per le varie grandezze e per le unità di misura, la corretta espressione delle dimensioni ed il costante riferimento delle grandezze alle rispettive unità di misura.

Qualche caratteristica del manuale merita di essere rilevata. Nella matematica il Rossi ha tenuto largo conto del calcolo numerico e della necessità per l'ingegnere di valutare le approssimazioni e gli errori. La fisica applicata comprende un nuovo capitolo di particolare pregio: l'acustica applicata del Bordoni. Premesse le generalità sulle vibrazioni sonore, sugli audiogrammi, sull'intensità delle sensazioni auditive e sulle unità di misura, l'A si è occupato della propagazione, della riflessione e dell'assorbimento dell'energia sonora, fornendo molti dati numerici ed esempi di calcolo. Dopo la coda sonora e l'eco vengono trattate le proprietà acustiche degli ambienti ed i mezzi d'attenuazione dei disturbi acustici propagantisi attraverso l'aria e le strutture solide degli edifici. Altro eccellente capitolo del Bordoni è quello della tecnica dell'illuminazione, che in breve spazio contiene dovizia di dati e di suggerimenti. L'ultima parte del manuale è dedicata all'elettrotecnica, divisa in vari capitoli: elettrotecnica generale (Sartori), elettrochimica ed elettrometallurgia (Scarpa), misure elettriche (Barbagelata), linee elettriche (Dalla Verde), radiotecnica (Ruelle) e comunicazioni telegrafoniche (Pession).

Dato il carattere dell'opera, la trattazione di questi due ultimi ar-

gomenti ha dovuto per necessità limitarsi alle nozioni essenziali. Pur tuttavia è notevole la quantità di dati pratici, contenuta nelle quaranta pagine a ciò dedicate. La radiotecnica è ricca di formole riguardanti il calcolo della resistenza ad alta frequenza, dell'autoinduzione e della capacità. Sono considerati, con l'aiuto di nitide illustrazioni, i diversi tipi di circuiti, di antenne, di amplificatori, di generatori, di rivelatori, senza tralasciare la radiogoniometria.

Nella parte riguardante le comunicazioni telegrafoniche sono precisate le unità di trasmissione e le espressioni in uso nella tecnica telegrafonica. Seguono i paragrafi relativi al calcolo elettrico dei quadripoli e delle linee, all'installazione di queste ultime e dei cavi, alla telefonia a grande distanza (pupinizzazione, amplificazione, soppressori d'eco, linee artificiali, traslatori, approntamento dei circuiti) ed infine alle interferenze induttive fra gli impianti d'energia e quelli di telecomunicazione.

Scorrendo qualunque parte del manuale, si riceve l'impressione di un'accuratezza, di un rigore tecnico e d'una modernità, che daranno certo ottimi frutti e saranno assai apprezzati dai nostri ingegneri, cui la consultazione del ricco materiale raccolto è facilitata da un buon indice alfabetico finale. L'editore ha dato al manuale una veste tipografica degna e pienamente appropriata. *Di.*

*

G. LYON. — *L'acoustique architecturale.* — Film et Technique, Paris, 1932. — Un volume di 70 pagine, con 33 figure. — Prezzo 15 franchi.

Viene trattato in forma semplice ed elementare il problema acustico relativo al progetto di sale per conferenze, concerti, registrazione sonora di dischi o di pellicole.

Si pongono a base della trattazione due principi dedotti dall'esperienza: 1°) la voce umana normale, se non è riflessa dall'ambiente, non è più nettamente udibile ad una distanza dalla sorgente superiore a 11 m; 2°) l'orecchio umano non si accorge del distacco fra due suoni eguali che gli arrivano a un intervallo eguale o inferiore a 1/15 di secondo, perciò non percepisce separatamente due raggi sonori, che partiti insieme dalla sorgente gli giungono per vie diverse, se la differenza dei loro percorsi non supera 22 m.

In base a ciò, per risolvere i vari problemi pratici, si propone un metodo di successive approssimazioni: fatto un primo disegno della sala partendo da considerazioni estetiche o d'altro genere, fissato il punto ove verrà collocata la sorgente sonora, si considera il percorso delle varie onde sia dirette sia riflesse dalle pareti; in nessun punto ove verrà a trovarsi un ascoltatore devono arrivare onde il cui percorso differisca di oltre 22 m. Questa condizione, che mira ad eliminare l'impressione molesta di eco, conduce a sopprimere la riflessione di alcune superficie, in particolare di buona parte del soffitto, che converrà coprire di sostanze assorbenti. Dev'essere invece molto ben riflettente il muro di fondo della scena, e deve presentarsi come una superficie non piana e verticale, ma concava, in modo da concentrare i suoni sulla sala. La curvatura nei vari tratti si stabilisce cercando di ottenere che in ogni punto dell'ambiente l'intensità sonora totale sia costante: un punto più lontano deve ricevere perciò le onde riflesse da una maggior porzione del muro, per compensare la diminuzione di intensità per la maggiore distanza.

Più complicato è il problema nel caso di sorgenti sonore estese (orchestre e cori), le quali però non possono superare le dimensioni di m 25 × 17 chè altrimenti non darebbero un'audizione unica. In tali casi si risolve più volte il problema semplice della sorgente localizzata e si determina il fondo della scena come inviluppo delle superficie corrispondenti ai singoli casi.

Quanto alle sale di adunanza, è da tener presente l'esigenza che l'oratore o presidente, oltre che essere udito bene dagli ascoltatori, rimanga in buone condizioni per udirli a sua volta; senza particolari cure, tale condizione non sempre si trova rispettata perchè il cammino sonoro è reversibile riguardo al percorso, ma non riguardo all'energia raccolta. Maggiori difficoltà si hanno poi nel progettare una sala ove tutti i convenuti possano comunicare facilmente tra loro.

P. G.

BREVETTI

Manipolazione di trasmettitori a tubi elettronici.

Brevetto italiano n. 295211 (Società Industrie Telefoniche Italiane e G. De Colle, Milano). - Patente dal 27-11-1930. - Pubblicato il 16-4-1932.

Il ritrovato ha per oggetto un sistema assai semplice ed economico di manipolazione di trasmettitori a tubi elettronici, costituito da un oscillatore pilota, seguito da uno o più stadi di amplificazione. Il sistema si propone di eliminare, senza ricorrere ai costosi sistemi di assorbimento, le variazioni di tensione anodica, le quali, com'è noto, costituiscono una importante causa di variazione della frequenza prodotta.

A tale scopo il trasmettitore, composto ad esempio, come risulta in fig. 1, di un oscillatore pilota *A* e di uno stadio *B* di pura amplificazione, accuratamente neutralizzato, è alimentato da un'unica sor-

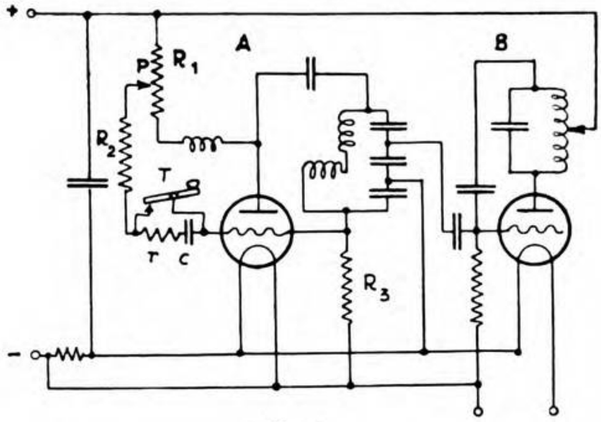


Fig. 1.

gente anodica. La tensione anodica del tubo pilota risulta inferiore a quella del tubo amplificatore per effetto della caduta generata dalla resistenza R_1. A tasto *T* di manipolazione abbassato, la griglia dell'oscillatore pilota ha la polarizzazione, stabilita dalla resistenza R_3, più conveniente per la generazione delle oscillazioni. A tasto alzato, la griglia di *A* diventa invece positiva per effetto della derivazione anodica R_1-R_2-R_3. Si ottiene con ciò un forte aumento di corrente anodica sullo stadio pilota, e di conseguenza una forte caduta di tensione in R_1. La tensione anodica dello stadio pilota si abbassa allora ad un valore tale da produrre il disinnesco delle autoscillazioni.

Mancando l'eccitazione di alta frequenza sulla griglia dello stadio amplificatore, lo stadio *B* assorbe una corrente media anodica assai inferiore. Regolando il punto *P* di attacco della derivazione anodica si riesce facilmente a far sì, che la diminuzione di corrente anodica in *B* compensi l'aumento di corrente anodica in *A*, così che la tensione generale di alimentazione non sia soggetta a variazioni. *M. S.*

Accoppiamenti per circuiti di alta frequenza funzionanti su gamme diverse.

Brevetto italiano n. 295219 (Radio Frequency Lab. Inc., Boonton N. J.). - Patente dal 10-12-1930. - Pubblicato il 15-4-1932. - Diritto di priorità dal 4-9-1930.

Il presente ritrovato concerne una disposizione speciale di circuiti riceventi, per mezzo della quale resta assai facile far funzionare i circuiti su gamme d'onde diverse, pur rimanendo ottimo, per tutte le frequenze, il rendimento elettrico della trasmissione. Ad esempio in fig. 1 si ha un circuito ricevente costituito da due stadi di amplificazione ad alta frequenza. Il circuito oscillatorio di entrata è costituito da due parti perfettamente simmetriche, ciascuna delle quali comprende le induttanze 1 e 2 ed i condensatori di sintonia 3; l'accoppiamento fra i due circuiti oscillatori è determinato da un'impedenza, prevalentemente capacitiva, formata dal condensatore 4 e dall'induttanza 5. Due estremi dei circuiti oscillatori principali sono l'uno accoppiato all'antenna, per tramite del condensatore 6, l'altro alla griglia del primo tubo elettronico amplificatore 7. A sua volta gli stessi estremi sono accoppiati fra loro dalla capacità 8, in parte costituita dalla capacità propria tra le bobine 1. Gli altri due estremi dei circuiti principali sono messi a terra.

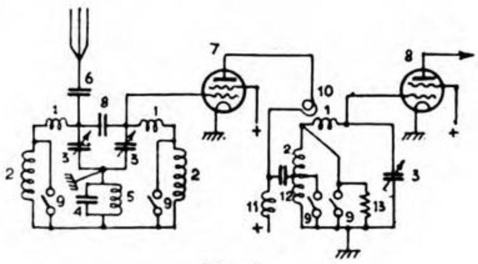


Fig. 1.

Per la ricezione delle frequenze più elevate le induttanze 2 restano chiuse in corto circuito mediante i contatti 9. Allo scopo di mantenere il buon rendimento del circuito per tutte le frequenze, occorre che tra le impedenze dei due circuiti oscillatori principali, e rispettivamente tra le due impedenze 1 e 2 di ciascuno di essi, sia assolutamente evitato ogni concatenamento di campo magnetico. L'induttanza 5 permette sia di far giungere alla griglia del tubo 7 il potenziale di base, sia di regolare al valore opportuno la selettività del complesso.

La corrente anodica del tubo 7 eccita, per mezzo della bobina 10, il circuito oscillatorio, analogo a quello precedente, costituito dai condensatore 3 e dalle induttanze 1 e 2. La bobina 10 si accoppia sola-

mente coll'induttanza 1. La componente alternativa della corrente anodica, arrestata dalla bobina 11, passa a terra attraverso il condensatore di blocco 12 e parte dell'induttanza 2; quest'ultima parte del circuito è però in funzione soltanto nella ricezione delle onde più lunghe: viene così stabilito un accoppiamento supplementare, oltre a quello principale 10-1, per migliorare l'eccitazione del circuito oscillatorio. Quest'ultimo può essere pure doppio, come quello di entrata del ricevitore, allo scopo di migliorare la selettività del ricevitore. La resistenza 13 stabilisce la giusta polarizzazione di griglia del tubo 8. E' opportuno impiegare tubi a griglia schermo. I condensatori 3, ed analogamente i contatti 9, possono evidentemente essere azionati con comandi unici e simultanei. *M. S.*

Sistema di sincronizzazione per televisione ed applicazioni analoghe.

Brevetto italiano n. 295438 (Fernseh A. G., Berlino). - Patente dal 26-1-1931. - Pubblicato il 20-4-1932. - Diritto di priorità dal 5-2-1930 (Germania).

La sincronizzazione dei sistemi di televisione viene usualmente comandata da speciali segnali, trasmessi ad intervalli ben determinati. Questi segnali sono normalmente equivalenti alla trasmissione di linee, più o meno intense, che si susseguono colla frequenza delle strisce esplorate e che vengono a cadere ai margini dell'immagine. Con tale sistema la sincronizzazione rimane però spesso poco precisa, perchè le lineette in parola si confondono facilmente colle linee di cui si compone l'immagine.

Secondo il presente ritrovato la sincronizzazione acquista una precisione di gran lunga superiore, frazionando le linee in tanti punti: i segnali di sincronizzazione vengono allora ad acquistare una « frequenza propria » ben determinata e la separazione fra i segnali di sincronizzazione e quelli dell'immagine può essere fatta molto semplicemente ad esempio mediante filtri. Per realizzare la trasmissione basterà disporre ad esempio un reticolato ai margini dell'immagine, oppure connettere saltuariamente il modulatore con un organo elettrico capace di generare impulsi frazionati di corrente colla frequenza desiderata. Alla ricezione i segnali agiranno sul dispositivo di sincronizzazione, a sua volta comandato da organi elettrici o meccanici producenti la stessa frequenza ben definita. *M. S.*

Apparecchiatura per la ricezione di gamme d'onde molto diverse.

Brevetto italiano n. 295600 (Telefunken A. G., Berlino). - Patente dal 28-1-1931. - Pubblicato il 26-4-1932. - Diritto di priorità dal 25-2-1930.

Per ricevere due gamme d'onde molto diverse, quali ad esempio quelle da 1000 a 2000 m e da 3 a 6 m, si usavano finora due distinte apparecchiature, agenti eventualmente su un unico complesso a bassa frequenza. Le parti ad alta frequenza comprendono normalmente circuiti a superreazione, per le onde cortissime, e circuiti ad amplificazione e rettificazione, oppure a supereterodina o a neutrodina, per le onde medie. La presente invenzione offre la possibilità di usare una sola attrezzatura, così combinata, che lo stadio di superreazione nella ricezione delle onde cortissime possa diventare stadio di normale amplificazione nella ricezione delle onde medie.

A titolo di esempio lo schema in fig. 1 risponde al concetto esposto. I contatti 1 e 2 vengono chiusi soltanto per la ricezione delle onde

cortissime. Le onde medie, captate dall'antenna 3, vengono amplificate negli stadi 4 e 5 e quindi rivelate nello stadio 6. Per la ricezione di onde ultracorte, la reazione a frequenza ausiliaria viene prodotta nello stadio 5, in virtù del condensatore di reazione 7, e riportata sul successivo stadio 6 a mezzo di accoppiamento a capacità.

Quest'ultimo stadio funziona contemporaneamente da oscillatore e da rivelatore: le oscillazioni di altissima frequenza, captate dalla antenna 8, eccitano il circuito oscillante 9 e quindi la griglia dello

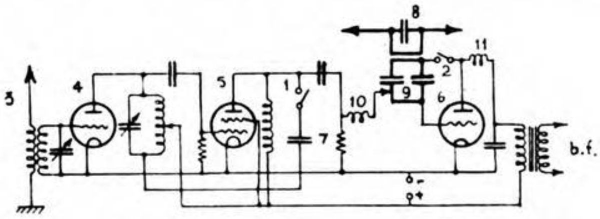


Fig. 1.

stadio 6, il quale contemporaneamente oscilla sull'altissima frequenza in virtù del collegamento anodico 2 ed in virtù della reazione determinata dalle capacità interne del triodo 6. Le bobine 10 e 11 evitano le infiltrazioni dell'altissima frequenza verso il generatore della frequenza ausiliaria e verso i circuiti di bassa frequenza. Durante la ricezione delle onde cortissime lo stadio 4 rimane inattivo. La parte di media frequenza può essere appartenente ad un complesso di supereterodina per la ricezione di onde corte. *M. S.*

Sistemi di segnalazione su onde convogliate.

Brevetto italiano n. 295602 (Allgemeine Elektrizitäts Gesellschaft, Berlino). - Patente dal 28-1-1931. - Pubblicato il 26-4-1932. - Diritto di priorità dal 29-1-1930 (Germania).

Per le segnalazioni a mezzo di onde convogliate sulle reti industriali si usano normalmente generatori a tubi elettronici o ad alternatore. Tali dispositivi, abbastanza costosi, presentano l'inconveniente di richiedere una manutenzione continua, se si vuole raggiungere un

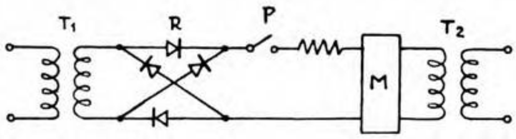


Fig. 1.

elevato grado di sicurezza di funzionamento. Si ottengono invece attrezzature assai semplici, economiche, sicure e non richiedenti manutenzione, sfruttando, secondo il ritrovato, la stessa energia industriale, la quale, opportunamente moltiplicata in frequenza, potrà fornire l'onda portante delle segnalazioni.

Ad esempio si potrà, come risulta in fig. 1, raddrizzare in *R* la

tensione industriale monofase applicata al primario del trasformatore T_1: è noto che a valle del raddrizzatore si ottiene una corrente di frequenza doppia assai ricca di armoniche, la quale, manipolata in P, potrà venire immessa nel filtro M, per essere in seguito convogliata sulla linea, attraverso il trasformatore T_2. Le tensioni trifasi possono essere utilizzate ricavando anzitutto un sistema bifase, me-

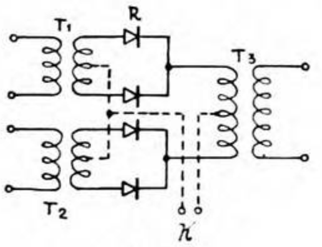


Fig. 2.

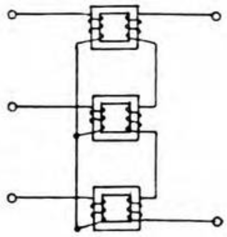


Fig. 3.

diante un dispositivo normale di trasformazione Scott; le tensioni bifasi si applicano allora ai primari dei trasformatori T_1 e T_2, come risulta in fig. 2. Il trasformatore T_3, posto a valle del sistema di raddrizzamento R, serve ad eliminare la componente continua della corrente, la quale potrà anche essere eventualmente sfruttata per altri scopi, ricavandola ai morsetti K. Da un sistema trifase, di frequenza f, si potranno anche ricavare le frequenze multiple dispari di $3f$ ($3f$, $9f$, $15f$...), impiegando lo schema a tre trasformatori, a nucleo convenientemente saturato, rappresentato nella fig. 3. *M. S.*

Generazione di radiooscillazioni a frequenza stabile.

Brevetto italiano n. 295743 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 1-8-1930. - Pubblicato il 29-4-1932. - Diritto di priorità dal 18-10-1929 (S. U. A.).

E' noto come le variazioni di carico, le variazioni delle tensioni applicate e le reazioni esterne provochino gravi instabilità nella frequenza degli oscillatori a tubi elettronici. L'applicazione di dispositivi speciali, quali i quarzi piezoelettrici, i diapason od analoghi, rende i trasmettitori assai costosi e di non facile regolazione. Il ritrovato in esame ha per oggetto un sistema assai semplice, che permette di stabilizzare la frequenza di un oscillatore a tubi, anche di grande potenza, ricorrendo ai fenomeni di formazione di onde stazionarie lungo una linea.

Come risulta in fig. 1, il concetto fondamentale dell'invenzione sta nell'accoppiare all'oscillatore A una linea L, a costanti elettriche *uniformemente* distribuite, chiusa in corto circuito all'estremità opposta per mezzo del ponticello P. Tale linea costituisce un sistema a risonanza molto acuta ed è quindi capace di esaltare con grande efficacia le oscillazioni di una o di talune frequenze, il cui valore è funzione della lunghezza della linea, attenuando fortemente le frequenze diverse. La linea ha però una seconda funzione: le onde generate dall'oscillatore, propagandosi lungo la linea, vengono riflesse al termine e ritornando al punto di accoppiamento provocano, per

una giusta regolazione della lunghezza della linea, una reazione sull'oscillatore la cui fase è esattamente quella occorrente per mantenerlo in oscillazione sulla frequenza per cui è regolato. Se l'oscillatore tende a variare di frequenza, le conseguenti variazioni di fase delle onde riflesse sono appunto tali da determinare una reazione capace di riportarlo alla frequenza primitiva.

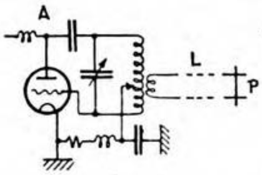


Fig. 1.

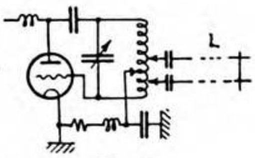


Fig. 2.

L'accoppiamento, anzichè induttivo, può essere capacitivo, come è rappresentato in fig. 2. Il sistema è pure applicabile agli oscillatori a schema simmetrico (*push-pull*), direttamente manipolati o modulati. In fig. 3 è ad esempio rappresentato un oscillatore simmetrico, direttamente manipolato sulle griglie, alle quali è capacitivamente accoppiata la linea stabilizzatrice.

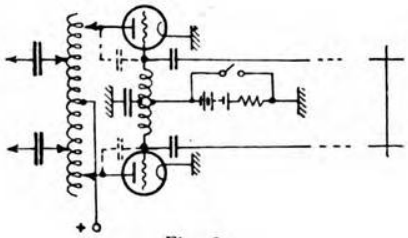


Fig. 3.

Occorre naturalmente sottrarre la linea ad ogni influenza esterna. Essa potrà perciò essere ad esempio del tipo a conduttori concentrici coll'esterno posto a terra. E' opportuno disporre la linea in ambiente a temperatura invariabile, oppure costituirla così da controbilanciare le dilatazioni. Essa può anche essere disposta a spirale in modo adatto a conservare l'uniforme distribuzione delle costanti elettriche.

M. S.

Sistema di emissione ad onde modulate.

Brevetto italiano n. 296580 (Soc. Française Radio Electrique, Parigi). - Patente dal 24-2-1931. - Pubblicato il 19-5-1932. - Diritto di priorità dal 5-4-1930 (Francia).

Sono noti i grandi vantaggi, che derivano dal sopprimere l'emissione dell'onda portante e di una delle due bande laterali, costituenti lo spettro normale di un'alta frequenza modulata in ampiezza. Oltre a ciò tale sistema permette, com'è noto, di effettuare comodamente contemporanee trasmissioni multiple telegrafiche e telefoniche, rendendo queste ultime segrete mediante trasposizioni e rovesciamenti degli spettri di frequenza.

La soppressione di una banda è stata finora ottenuta coll'impiego di filtri; tale metodo si presenta però difficile e non scevro di inconvenienti a causa della relativa vicinanza delle bande laterali (distinte per non più di 600 periodi).

Il nuovo metodo Chireix, oggetto del ritrovato, attua con facilità la soppressione di una banda laterale, basandosi sul seguente concetto. Supponiamo di poter ricavare, dallo spettro $\Sigma\ a_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n)$ delle frequenze acustiche da trasmettere, un secondo spettro

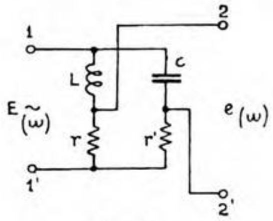


Fig. 1.

$\Sigma\ a_n$ sen $(\Omega_n t - \varphi_n)$ di corrispondenti frequenze, uguali in ampiezza e sfasate di 90°. Si moduli in ampiezza, secondo sistemi capaci di sopprimere l'onda portante, col primo spettro $\Sigma\ a_n \cos(\Omega_n t - \varphi_n)$ la oscillazione di alta frequenza $A \cos \omega t$, e, col secondo spettro $\Sigma\ a_n$ sen $(\Omega_n t - \varphi_n)$, una corrispondente oscillazione di alta frequenza

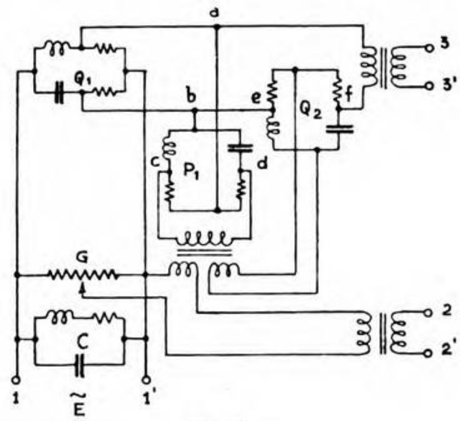


Fig. 2

A sen ωt, di ampiezza pari alla precedente ma in quadratura con essa. Sovrapponendo le oscillazioni modulate si otterrà in definitiva il complesso:

$$\{ A\ [1 + \Sigma\ k_n \cos(\Omega_n\ t - \varphi_n)] \cos \omega t - A \cos \omega t \} \pm$$
$$\pm \{ A\ [1 + \Sigma\ k_n \text{ sen } (\Omega_n\ t - \varphi_n)] \text{ sen } \omega t - A \text{ sen } \omega t \} =$$
$$= A \cdot \Sigma\ k_n \cos [(\omega \pm \Omega_n)\ t \mp \varphi_n]\ .$$

cioè a dire precisamente una sola delle due bande laterali della pulsazione ω di alta frequenza ed in particolare l'una o l'altra delle due, a seconda del segno con cui si è eseguita la sovrapposizione.

Lo sfasamento di 90° dello spettro di bassa frequenza si può ottenere in modo approssimato col circuito rappresentato in fig. 1, proporzionato in modo tale che le resistenze r ed r' siano piccole rispetto alle reattanze capacitive ed induttive introdotte da C e da L. Se ω_0 è la pulsazione di risonanza del circuito $C\,L\,r\,r'$, applicando in $1 - 1'$ la f.e.m. E di pulsazione ω, si ottiene ai morsetti $2 - 2'$ una f.e.m. pressochè in quadratura, la cui ampiezza, nell'ipotesi $r = r'$, vale :

$$e = \frac{E\,r}{L\,\omega_0}\left(\frac{\omega_0}{\omega} + \frac{\omega}{\omega_0}\right).$$

Un risultato migliore, agli effetti di conservare la proporzionalità delle ampiezze e l'uniformità dello sfasamento su tutto lo spettro sonoro, si ottiene col circuito rappresentato in fig. 2, dove gli elementi

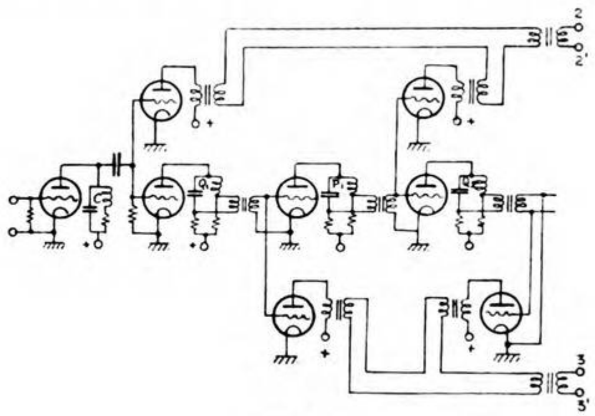


Fig. 3.

Q_1, P_1 e Q_2 costituiscono tanti circuiti analoghi a quello della fig. 1. Applicata la f.e.m. E ai morsetti $1 - 1'$, in $a - b$ si ottiene la tensione in quadratura

$$E\,\alpha\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$

in $c - d$ la tensione in fase

$$E\,\beta\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2$$

e in $e - f$ la tensione in quadratura

$$E\,\gamma\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right)^3$$

dove α, β e γ sono coefficienti dipendenti dal proporzionamento dei circuiti. Perciò ai morsetti di uscita $2 - 2'$ si ricava la tensione in fase

$$E\left[1 + \beta\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right]$$

mentre ai morsetti $3 - 3'$ si ricava la tensione in quadratura

$$E\left\{\alpha\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right) + \gamma\left(\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega}\right)^3\right\}.$$

Proporzionando opportunamente i circuiti, e quindi variando a piacere i coefficienti α, β e γ, si otterrà con buona approssimazione lo sfasamento di 90° di tutto lo spettro, conservando inalterati i rapporti tra le ampiezze. Ad evitare che, per le pulsazioni ω molto distanti da ω_0, le ampiezze ricavate siano troppo aumentate, si dispone, all'entrata, un circuito correttivo indicato con C nella fig. 2.

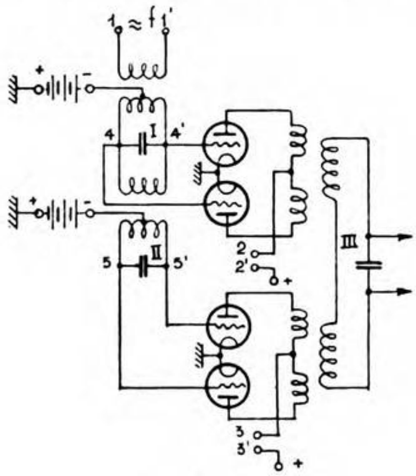


Fig. 4.

Nell'attuazione pratica dello schema devono naturalmente essere evitate tutte le reazioni fra i circuiti elementari C, Q_1, P_1, Q_2, e perciò i collegamenti fra essi possono ad esempio venir stabiliti per tramite di tubi elettronici, come risulta dalla fig. 3. I collegamenti anodici a trasformatore possono venir sostituiti da collegamenti a resistenza anodica e condensatore di blocco.

Alle due modulazioni delle due alte frequenze $A \cos \omega t$ e $A \operatorname{sen} \omega t$ coi due spettri così ottenuti, ed alla conseguente sovrapposizione delle oscillazioni portanti, può provvedere ad esempio il dispositivo rappresentato in fig. 4. L'alta frequenza $A \cos \omega t$, introdotta in $1 - 1'$, eccita il circuito oscillante I, a sua volta accoppiato induttivamente al circuito oscillante II. Ai capi $4 - 4'$ e $5 - 5'$ dei due circuiti oscillanti si ottengono dunque tensioni reciprocamente sfasate di 90°, e tali tensioni vengono riportate sulle griglie di due stadi simmetrici

(*push-pull*). Questi vengono ora modulati, con un qualsiasi sistema, dai due spettri di bassa frequenza. Nella figura è ad esempio indicata la modulazione di potenza, applicando in $2 - 2'$ e rispettivamente in $3 - 3'$ le uscite dei modulatori, a loro volta eccitati dalle basse frequenze sfasate di 90°. Nel circuito III si effettua la sovrapposizione delle oscillazioni. Se il circuito è esattamente simmetrico, l'onda portante viene in definitiva soppressa; qualora si desideri conservarla basterà squilibrare il circuito, ad esempio togliendo dal funzionamento un tubo elettronico di uno dei due schemi simmetrici. *M. S.*

Antenne per il servizio in duplex.

Brevetto italiano n. 296898 (C. Lorenz A. G., Berlino Tempelhoff). - Patente dal 2-3-1931. - Pubblicato il 30-5-1932. - Diritto di priorità dal 28-4-1930 (Germania).

Per il servizio contemporaneo di trasmissione e di ricezione si fa abitualmente uso di antenne simmetriche. Il punto *P* di simmetria elettrica (fig. 1) è posto a terra attraverso l'accoppiamento *R*, induttivo o capacitivo, col ricevitore, mentre il trasmettitore è simmetricamente accoppiato in *T* all'antenna.

La regolazione del punto *P* va rifatta ogni qual volta, specie se si tratta di stazioni mobili, l'aereo varia di posizione rispetto al ter-

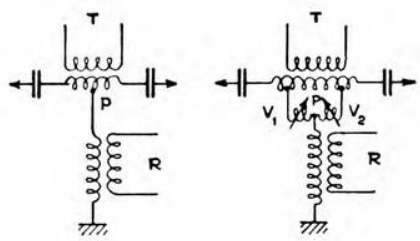


Fig. 1. Fig. 2.

reno, e questa regolazione è tutt'altro che agevole, dovendosi contemporaneamente conservare la sintonia dell'aereo agli effetti della trasmissione.

Tale regolazione è grandemente facilitata ricavando, secondo il ritrovato, il punto *P* di simmetria elettrica dell'antenna, indirettamente mediante un dispositivo potenziometrico supplementare V_1 V_2 (fig. 2), induttivo o capacitivo, ad azione differenziale: agendo su una manopola sola si ottiene ad esempio un aumento di V_1 ed una contemporanea e corrispondente diminuzione di V_2, cosicchè *P* si sposta senza che varino le caratteristiche elettriche globali dell'antenna. *M. S.*

-- NUOVI APPARECCHI --

Comando automatico diretto e di transito a frequenze acustiche sulle linee telefoniche.

(Traduttore per comando a frequenze foniche sistema TETI)

LUCA ANTONIO ZANNI

Ci riferiamo ad un precedente articolo pubblicato da questa rivista sullo stesso argomento ([1]), al quale intendiamo di fare seguito per descrivere il nuovo sistema di comando automatico a frequenze foniche, attuato dalla Società Telefonica Tirrena sulle proprie linee interurbane in cavo con amplificatori, allo scopo di porre in evidenza alcune caratteristiche del sistema stesso, che ci sembrano degne di attenzione.

Il comando automatico sulle linee telefoniche nelle quali siano inseriti degli amplificatori può, come è noto, ottenersi anche a mezzo di impulsi a corrente continua, od a corrente alternata a bassa frequenza, purchè gli impulsi stessi si facciano passare in un circuito derivato sugli amplificatori; laddove gli impulsi di corrente a frequenza fonica possono attraversare gli amplificatori, e vengono anzi da questi amplificati. E' pure noto, che gli impulsi a corrente continua, od a bassa frequenza, risultano in pratica più convenienti per il comando sulle brevi linee di abbonato o di giunzione, mentre gli impulsi a corrente fonica risultano più convenienti per il comando sulle linee munite di amplificatori.

Ora, poichè nel servizio telefonico pubblico il raggio di azione del comando automatico va continuamente estendendosi, avviene che negli impianti moderni una operatrice interurbana non solo deve potersi automaticamente collegare con gli abbonati di una centrale automatica qualsiasi, con la quale sia direttamente connessa da una linea telefonica, ma deve anche potere automaticamente eseguire i collegamenti di transito da una linea interurbana ad un'altra, comandando le centrali intermedie così da potere raggiungere attraverso dette centrali intermedie anche quelle reti con le quali non sia direttamente collegata.

Il servizio interurbano automatico integrale diretto e di transito deve cioè permettere ad una operatrice qualsiasi di collegarsi, senza bisogno dell'ausilio di altre operatrici intermediarie, ad un abbonato qualsiasi della intera zona servita da un sistema telefonico automatico omogeneo, quale ad esempio è quello « celere TETI », qualunque sia la estensione della zona medesima.

Così una operatrice di Firenze, che sia collegata con una linea diretta alla rete di Genova, comandando con la linea Firenze-Genova

---

([1]) A. F., 1932, I, p. 238.

i selettori di transito situati in quest'ultima centrale, deve potersi collegare automaticamente alla rete di Savona e quivi selezionare l'abbonato richiestole da Firenze, eseguendo in tale maniera una comunicazione con un transito su Genova verso Savona. Analogamente i transiti automatici successivi potrebbero avere luogo anche in numero maggiore, ma in pratica è raro che una operatrice comandi più di due transiti successivi, perchè la rete è così disposta da permettere qualsiasi collegamento senza ricorrere a maggiori complessità del comando.

Ma se piccolo è il numero dei transiti comandati direttamente da una operatrice, numerosi invece risultano quelli insiti nella natura stessa di un collegamento automatico, il quale viene compiuto mediante operazioni di selezione successive fra gruppi di abbonati, collegati fra loro da linee di giunzione, sulle quali appunto i transiti hanno luogo; e dal fatto che ad ogni speciale tipo di linea di giunzione compete un particolare sistema di comando automatico, consegue che in una comunicazione a grande distanza molti sono i transiti, automatici o comandati, che hanno luogo, e svariati risultano i tipi di comando automatico che si succedono l'uno all'altro, come meglio può essere chiarito dall'esempio seguente.

Ricordiamo che nel sistema automatico TETI l'intera zona risulta divisa in distretti telefonici a selezione univoca con controllo d'operatrice nel centro del distretto. Ogni distretto è diviso in settori ed ogni settore in satelliti. Se ora un abbonato collegato ad un satellite di un settore del distretto *A* vuole comunicare con un abbonato collegato ad un satellite di un settore del distretto *B*, i transiti, automatici o comandati, che in questo caso si verificano sono i seguenti:

abbonato *A* chiamante	comando N. 1
dal satellite di *A* al centro del settore di *A* . . .	» » 2
dal centro del settore di *A* al centro del distretto *A* .	» » 3
dal centro del distretto *A* al centro del distretto *B* .	» » 4
dal centro del distretto *B* al centro del settore di *B* .	» » 5
dal centro del settore di *B* al satellite di *B* . . .	» » 6
abbonato *B* chiamato	» » 7.

In generale i comandi 1, 2, 6 e 7 vengono eseguiti a corrente continua, quelli 3 e 5 a corrente alternata a bassa frequenza; quelli 4 hanno luogo a corrente alternata a bassa frequenza sulle brevi linee interurbane senza amplificatori, ed a correnti foniche sulle lunghe linee con amplificatori.

Ora è chiaro che, quando si deve passare da una linea comandata con un dato sistema ad un'altra linea comandata con un sistema diverso, deve necessariamente avere luogo una trasformazione degli impulsi di comando da un tipo all'altro; così che gli impulsi ad esempio provenienti a corrente continua vengono tradotti e ritrasmessi a corrente alternata, o viceversa, e questa operazione ha effettivamente luogo a mezzo degli organi di traslazione e di collegamento e risulta in pratica di uso comune nei casi di comando a corrente continua, od a corrente alternata a bassa frequenza (50 hertz).

Molto meno sviluppati sono invece, fino ad oggi, i sistemi che permettono il comando ed il transito automatico a frequenze foniche, ed in particolare assolutamente nuovo è il sistema di comando automatico diretto e di transito a 4 frequenze foniche, adottato dalla Società TETI, che ci proponiamo di descrivere nella presente nota..

Da quanto precede risulta già chiarito come, per ottenere un

sistema di comando automatico convenientemente attrezzato per collegamenti del genere di quelli sopra descritti, occorrono dispositivi, da inserire alle estremità della linea da comandare, tali che possano, sia ricevere ed inviare, opportunamente tradotti, sulla linea stessa gli impulsi ricevuti dal circuito precedente, sia tradurre e passare al circuito successivo gli impulsi provenienti dalla linea medesima presa in esame.

Oggetto della presente notizia risulta in conseguenza il traduttore TETI per comando a correnti foniche, che è stato applicato sulle lunghe linee munite di amplificatori del cavo interurbano ligure-toscano e serve a permettere l'inserzione delle linee stesse nel sistema automatico della IV zona telefonica.

Lo schema di fig. 1 riporta il circuito fondamentale di principio del traduttore TETI, il quale agisce a mezzo di 4 correnti, che hanno rispettivamente le frequenze di 500, 600, 750 e 900 hertz; esso è basato sull'impiego dei relais armonici Standard, dei quali abbiamo già parlato nell'articolo precedente. Il funzionamento del dispositivo può essere facilmente compreso seguendo sullo schema le indicazioni qui di seguito riassunte.

Descrizione del funzionamento.

a) *Chiamata uscente.*

L'operatrice infila la spina nel jack di una linea celere a comando a frequenza fonica, e la occupa azionando sul filo *e* di occupato il relais *A A*. Dal traslatore di accoppiamento che fa parte del commutatore, viene inviato un impulso di terra sul filo *c*, verso il traduttore a frequenza fonica. Il relais *F A* attrae ed invia sulla linea un impulso di corrente a 750 hertz. Per il contatto *F A* 11/12 si attrae il relais *B*, il quale disconnette il binario di conversazione, per evitare quei disturbi del funzionamento, che potrebbero verificarsi per scariche sulla linea od altro. Funziona il relais II, il quale rimane attratto per un proprio contatto. Il relais *A A* del traduttore, che è stato attivato come si è detto, perchè sul filo *e* viene a trovarsi una batteria per tutto il tempo della occupazione del circuito, inserisce col proprio contatto una resistenza di 1200 ohm sul binario delle frequenze, per una preliminare regolazione dell'intensità degli impulsi, in relazione alle caratteristiche della linea comandata.

L'operatrice forma il numero col disco: dal traslatore di accoppiamento vengono trasmessi sul fili *c*, verso il traduttore a frequenze foniche, tanti impulsi di terra, quanti sono gli impulsi comandati dal disco. Il relais *F A* del traduttore attrae tante volte quanti sono gli impulsi ricevuti e ritrasmette sulla linea altrettanti impulsi di corrente a 750 hertz.

A fine selezione il traslatore di accoppiamento dell'estremo lontano rimanda un impulso, che si traduce e viene ricevuto dal traduttore vicino, come un impulso di corrente a 750 hertz, il quale provoca l'attrazione del relais a frequenza fonica a 750 hertz, che a sua volta aziona il relais *G P* rapido ad attrarre ed a rilasciare.

Il relais *G P* collega alla terra il relais *A C*, che attrae. Allora per il contatto *A C* 5/6 viene inviato un impulso di terra verso il traslatore di accoppiamento, per determinare il criterio di fine selezione, e per il contatto *A C* 7/8 viene inviata una terra al relais *M*, il quale rimane attratto per un proprio contatto sul circuito di tenuta fornito dal relais *A A*.

Per i contatti di lavoro *m* 7/8 e 9/10 vengono chiuse in corto circuito le impedenze inserite sui fili *a* e *b* di linea, del cui ufficio diremo

a proposito del transito; per i contatti *m* 11/12 e 13/14 risultano collegate al binario di comando ambedue le frequenze a 500 e 750 hertz, e per il contatto *m* 15/16 viene tolta la batteria al relais *A C*, per vincolarne ora il funzionamento ai due relais a 500 e 750 hertz, ai quali è affidato il comando automatico per le successive manovre di richiamata,

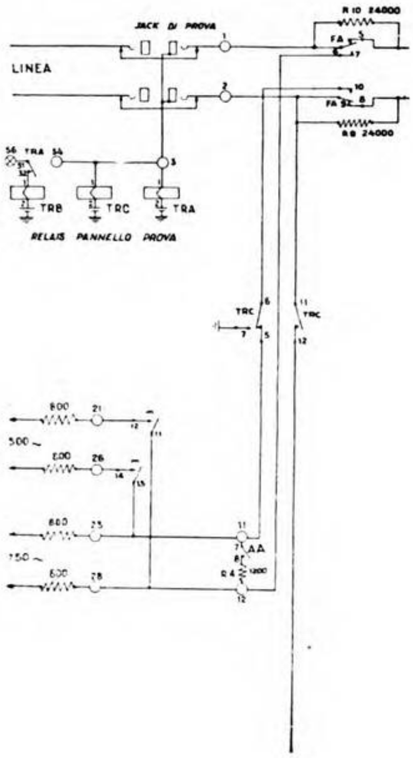


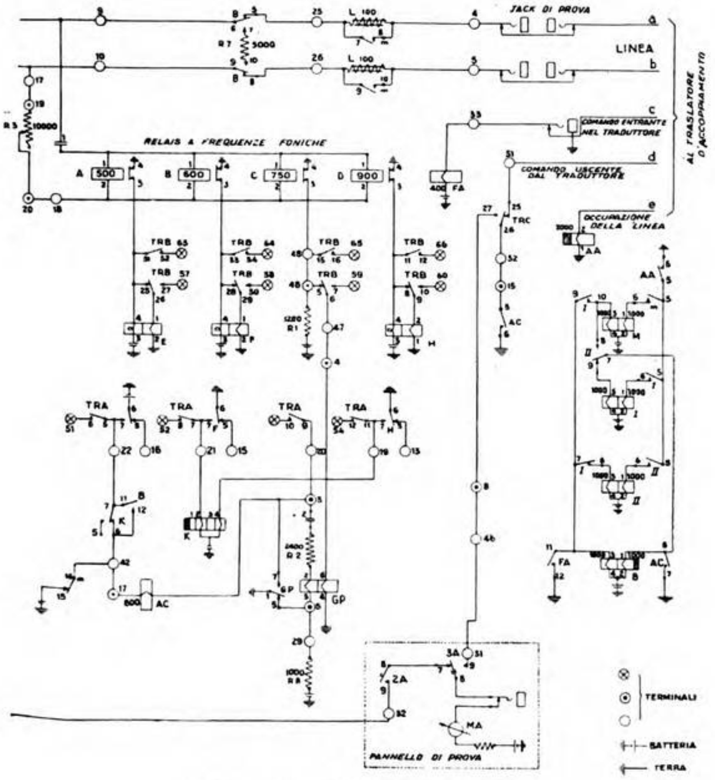
Fig. 1. — Traduttore per comando

offerta, disinnesto e segnale di fine, mentre ai due relais a 600 e 900 hertz è affidata la difesa della comunicazione da ogni disturbo, come descriveremo più avanti.

Offerta. — Se l'abbonato chiamato è occupato, l'operatrice preme il tasto di offerta: dal traslatore di accoppiamento viene allora inviato un treno di impulsi di terra sul filo *c* verso il traduttore a frequenze foniche. Il relais *F A* attrae e cade tante volte, quanti sono gli impulsi inviati, ed invia sulla linea altrettanti impulsi di corrente modulati a 500 e 750 hertz.

Sblocco. — L'operatrice preme il tasto di sblocco ed invia un treno di impulsi di terra sul filo *c* verso il traduttore, che vengono come sopra rinviati sulla linea tradotti a frequenze foniche a 500 e 750 hertz.

Segnale di fine. — A fine selezione, quando l'abbonato chiamato riappende il ricevitore, viene inviato sulla linea, dal traduttore corrispondente, un treno di impulsi di corrente modulati a 500 e 750 hertz, che provoca l'attrazione intermittente dei relais *E* e *G P*, comandati direttamente dai relais fonici corrispondenti alle frequenze inviate.



a frequenze foniche sistema TETI.

Allora il relais *A C* attrae pure ad intermittenza ed invia sul filo *d*, verso il traslatore di accoppiamento, altrettanti impulsi di terra, trasmettendo così il segnale di fine conversazione al tavolo dell'operatrice chiamante.

Richiamata. — L'operatrice preme la chiave di chiamata: dal traslatore di accoppiamento viene inviato sul filo *c* verso il traduttore a frequenze foniche un treno di impulsi di terra, che vengono trasmessi sulla linea, come per l'offerta e lo sblocco, modulati a 500 e 750 hertz.

Disinnesto. — A fine conversazione, l'operatrice toglie la spina dal jack: dal traslatore di accoppiamento viene inviato, prima del ritorno a riposo, un lungo impulso di terra sul filo *c*, verso il traduttore a frequenze foniche, impulso che viene a sua volta inviato sulla linea, tra-

dotto a frequenze foniche a 500 e 750 hertz, per provocare il disinnesto degli organi impegnati nella comunicazione.

Il traslatore di accoppiamento, tornando a riposo, toglie la batteria sul filo *e*, così che il relais *A A* cade. Cadendo *A A* cadono i relais II ed *M* e tutto torna a riposo.

b) *Chiamata entrante.*

Blocco. — Quando viene inviato sulla linea, dal traslatore corrispondente, un impulso di blocco di corrente a 750 hertz, il relais *G P* attrae e provoca il funzionamento del relais *A C*. Il relais *A C* invia per il contatto *A C* 5/6 un impulso di terra sul filo *d*, verso il traslatore di accoppiamento, ne determina il blocco, e fa attrarre per il contatto *A C* 7/8 il relais I, che rimane attratto per un proprio circuito di tenuta, ed il relais *B*, che disconnette durante gli impulsi i fili *a* e *b* verso il traslatore di accoppiamento.

Il traslatore di accoppiamento collega la batteria al filo *e*, verso il traduttore a frequenze foniche, per tutto il tempo dell'occupazione e così il relais *A A* rimane attratto durante lo stesso periodo di tempo.

Selezione. — Quando vengono inviati sulla linea gli impulsi a 750 hertz, il relais *G P* attrae e ricade tante volte, quanti sono gli impulsi di ciascuna serie comandati. Per il contatto *G P* 1/5/7 viene provocata l'attrazione, pure intermittente, del relais *A C*, il quale invia sul filo *d* verso il traslatore di accoppiamento altrettanti impulsi di terra per il comando degli organi di selezione. A fine selezione, e cioè al termine dell'invio dell'ultimo numero, rispondente alle unità dell'abbonato richiesto, sul filo *c* del traslatore di accoppiamento si ha un impulso di ritorno, che caratterizza la fine della selezione.

Il relais *F A* attrae ed invia sulla linea un impulso di ritorno a 750 hertz. Inoltre per il contatto *F A* 11/12 provoca l'attrazione del relais *M*, il quale rimane attratto durante tutta la comunicazione. Per i contatti *m* 7/8 e 9/10 vengono chiuse in corto circuito le impedenze inserite sui fili *a* e *b* di linea delle quali parleremo a parte; per i contatti *m* 11/12 e 13/14 vengono inserite sul circuito di comando le frequenze a 500 e 750 hertz, e per il contatto *m* 15/16 viene tolta la batteria al relais *A C*, per vincolare l'attrazione di questo ultimo relais all'attrazione dei relais fonici a 500 e 750 hertz e per porla sotto il controllo del circuito di guardia dei relais fonici a 600 e 900 hertz.

Offerta. — Quando viene inviato sulla linea un treno di impulsi di corrente modulati a 500 e 750 hertz, i relais *E* e *G P* attraggono e provocano l'attrazione intermittente del relais *A C*, il quale rinvia con un proprio contatto altrettanti impulsi di terra sul filo *d*, verso il traslatore di accoppiamento, per comandare a quest'ultimo traslatore l'offerta interurbana.

Sblocco. — Come per l'offerta, gli impulsi, inviati sulla linea a frequenze foniche a 500 e 750 hertz, vengono tradotti in impulsi di terra e rinviati sul filo *d* verso il traslatore di accoppiamento.

Richiamata. — Come più sopra descritto si effettua la traduzione degli impulsi a frequenze foniche in impulsi di terra sul filo *d* e verso il traslatore di accoppiamento.

Segnale di fine. — Quando l'abbonato chiamato riappende il ricevitore, vengono inviati, dal traslatore di accoppiamento, gl'impulsi di terra sul filo *c* verso il traslatore a frequenze foniche, che provocano l'attrazione intermittente del relais *F A* e quindi la trasformazione degli impulsi, che vengono rinviati sulla linea a corrente fonica modulata a 500 e 750 hertz, per fare operare i circuiti di fine conversazione all'altro estremo.

Disinnesto. — Quando viene inviato sulla linea un lungo impulso di sblocco a 500 e 750 hertz, i relais *E* ed *A C* attraggono e provocano in eguale misura l'attrazione del relais *A C*, il quale invia sul filo *d*, verso il traslatore di accoppiamento, un lungo impulso di terra, che provoca il ritorno a riposo di tutti gli organi impegnati nel collegamento.

Quando il traslatore di accoppiamento torna a riposo, viene tolta la batteria sul filo *e*, quindi il relais *A A* rilascia. Allora anche i relais *M* e I rilasciano e così tutto torna a riposo.

c) *Transito automatico.*

Fra linee comandate a 50 hertz e linee comandate a frequenze foniche, e viceversa, il transito automatico ha luogo normalmente con l'intervento dei traslatori di accoppiamento in maniera analoga alle comunicazioni automatiche dirette.

Quando infatti una operatrice chiama un abbonato di un qualsiasi centro di distretto, transitando per un centro intermedio, nella centrale di transito vengono impegnati due traduttori a frequenza fonica insieme con i relativi traslatori di accoppiamento, uno entrante ed uno uscente. I comandi di blocco, selezione, offerta, sblocco, segnale di fine e richiamata, hanno luogo esattamente nel modo sopra descritto.

Occorre solamente notare che gli impulsi a frequenze foniche, inviati sulle linee per la selezione, dopo l'occupazione dei circuiti di transito, fanno funzionare il relais *G P* del traduttore occupato in arrivo e non fanno funzionare i relais fonici del traduttore in transito e di quello lontano, perchè le correnti foniche vengono opportunamente attenuate dalle impedenze *L*, inserite sui fili *a* e *b*, delle quali abbiamo già fatto cenno in precedenza.

Il relais *G P* del traduttore in arrivo funziona, e comanda il relais *A C*, il quale invia sul filo *d*, verso il traslatore di accoppiamento, tanti impulsi di terra quanti sono gli impulsi a frequenza fonica ricevuti. Questi impulsi vengono trasmessi a corrente continua dal traslatore di accoppiamento, occupato in arrivo, al traslatore di accoppiamento occupato in transito, il quale invia sul filo *c* verso il traduttore a frequenze foniche, pure occupato in transito, altrettanti impulsi di terra, che vengono nuovamente tradotti a 750 hertz dal relais *F A* e rinviati sulla linea. Tale operazione si ripete ad ogni transito successivo.

Particolari del circuito.

I relais *T R A*, *T R C* e *T R B* servono per inserire i vari relais del circuito sul pannello di prova, per le opportune verifiche e regolazioni. A tale proposito è bene osservare che in realtà su tale pannello debbono essere inseriti anche i relais *F A* ed *A C*, occorrendo di poter controllare il loro regolare funzionamento; tale inserzione nello schema è stata omessa solo per semplicità di disegno.

Il funzionamento del traduttore a frequenze foniche, come risulta da quanto precede, è stato distinto in due tempi, e precisamente si ha un primo tempo di comando o selezione ed un secondo tempo di conversazione. I relais I, II, *M* ed *A A* servono appunto a caratterizzare la separazione dei due tempi, in quanto che alla fine della selezione viene sempre inviato un impulso di ritorno, che fa azionare il relais *M* per commutare il comando del traduttore da 1 a 4 frequenze.

Nel primo tempo il funzionamento del traduttore è basato sull'invio della sola frequenza di comando a 750 hertz ed al comando degli impulsi a mezzo del solo relais *G P*. Il relais *A C* risulta sottratto al controllo del circuito di guardia, comandato dal relais *K*, e si ha inoltre l'inserzione delle impedenze *L* sui fili *a* e *b* di linea.

Nel secondo tempo vengono accoppiate le frequenze di comando a 500 e 750 hertz, vengono tolte le impedenze *L* sul circuito di conversazione e viene vincolato il comando del relais *A C* al funzionamento dei relais *G P* ed *E*, ponendolo sotto il controllo dei relais di guardia a 600 e 900 hertz, perchè il relais *K* disconnette il relais *A C* del circuito di comando, sempre quando si abbia in linea una delle due frequenze predette.

Conclusione.

Il sistema a quattro frequenze sopra descritto permette l'inserzione di linee amplificate nelle comunicazioni a comando automatico diretto e di transito; e poichè, con l'uso delle correnti foniche, anche gli impulsi di comando risultano amplificati, è chiaro che il sistema permette di estendere il raggio di azione del comando automatico fino alle massime distanze raggiungibili col servizio telefonico.

Caratteristiche speciali del nuovo sistema sono principalmente le seguenti:

1°) Delimitazione precisa fra le funzioni del traduttore di impulsi, che fa parte dell'equipaggiamento della linea, e degli organi di comando della selezione, che appartengono all'autocommutatore.

2°) Distinzione delle due fasi di una comunicazione telefonica, cioè: fase di selezione comandata con una sola frequenza attiva, senza frequenze di guardia, ma con impedenze moderatrici sulla linea, per impedire disturbi nel transito; e fase di conversazione, con i comandi a due frequenze attive e due frequenze di guardia ed esclusione delle impedenze moderatrici sulla linea.

3°) Particolare impiego dei relais *A A*, I, II ed *M* per caratterizzare l'inizio della comunicazione, la fine del periodo di selezione e la fine della occupazione del circuito.

4°) Uso del relais di guardia *K*, che garantisce la comunicazione da qualsiasi erroneo comando di offerta, richiamata, disinnesto e fine conversazione, e da eventuali interruzioni.

5°) Possibilità d'integrazione, in un complesso a comando automatico, di varie reti automatiche, che già siano equipaggiate con i diversi sistemi Siemens, Standard, Hasler, Autelco, ecc., senza che occorra mutare gli impianti già esistenti ed anzi utilizzando appieno detti equipaggiamenti, in maniera da assicurare la massima economia nella organizzazione del servizio della zona.

6°) Conseguente estensione del comando automatico a zone sempre più vaste, secondo la tendenza della moderna tecnica telefonica. Se vi può essere discussione sulla maggiore o minore zona di influenza da assegnare al controllo delle operatrici, è invece già fuori dubbio la convenienza tecnica ed economica di limitare il controllo medesimo ad una sola operatrice per tutte le comunicazioni interdistrettuali ed interregionali. Se non si opponessero per ora difficoltà burocratiche, tutto consiglierebbe ad adottare un identico sistema anche per le comunicazioni internazionali.

E' appunto in base a tali concetti, che nella IV zona telefonica, esercita dalla Società Telefonica Tirrena, tutto l'impianto è già stato predisposto per l'applicazione del sistema celere TETI atto a garantire il comando automatico integrale.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Trasmettitore sperimentale Telefunken ad onde ultracorte per televisione (Berlin-Witzleben). — La installazione di un trasmettitore ad onda ultracorta per televisione origina dalla necessità di migliorare, nelle attuali trasmissioni sperimentali di televisione in Germania, la qualità delle immagini. Questa, com'è noto, sulle onde finora utilizzate non è soddisfacente a causa del numero limitato dei punti trasmessi.

Il nuovo trasmettitore è entrato in esercizio in occasione dell'ultima esposizione della radio a Berlino (19-28 agosto 1932) ed oggi

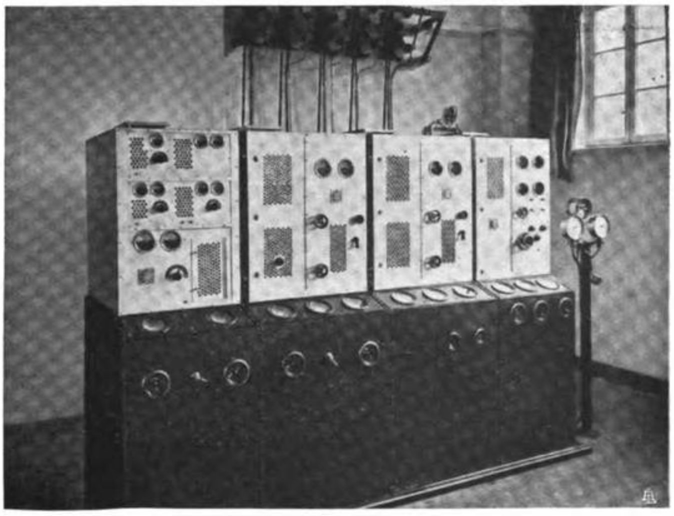


Fig. 1. — Trasmettitore Telefunken per televisione su onda di 7 m (Berlin-Witzleben).

continua a funzionare, non escludendo le altre trasmissioni televisive su onde radiofoniche, che vengono eseguite per comodità degli enti interessati alle ricerche sulla televisione dalle stazioni di Königswusterhausen e Berlin-Witzleben.

La Telefunken sperimenta già da tempo, su onda di 75 m, con 48 linee e circa 2500 punti per immagine, ossia, nel caso di 20 immagini al secondo, con 50 000 punti al secondo. L'esplorazione è fatta col disco di Nipkow e la trasmissione è comandata da una cella fotoelettrica, mentre il ricevitore è con ruota a specchi e cella di Kerr.

Nelle nuove prove la Telefunken adotta il tubo di Braun con 90 linee a 110 punti, cioè con circa 10 000 punti per figura, cui corrispondono, con 25 figure, 250 000 punti al secondo.

Il passaggio alle onde ultracorte è stato deciso nel principio del 1931; le onde più lunghe di 13 m sono impegnate dai servizi radiofonici e commerciali, e si presterebbero del resto, prescindendo dall'evanescenza, per la televisione a lunga distanza, che commercialmente sembra non interessare. Si è pertanto scelto il campo d'onda inferiore agli 8 metri. L'attuale trasmettitore (fig. 1) serve la città di Ber-

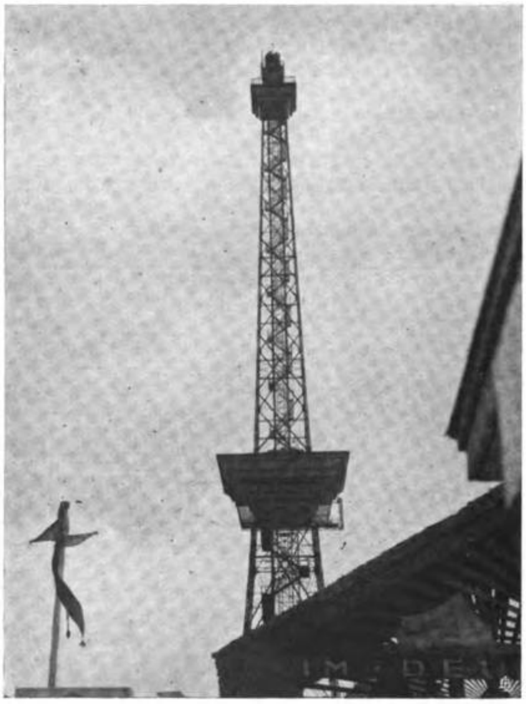


Fig. 2. — La torre della radio a Berlin-Witzleben, su cui è sistemata l'antenna a quarto d'onda per le emissioni televisive su $\lambda = 7$ m.

lino e viene anche modulato telefonicamente. E' stato costruito ad iniziativa della Telefunken e messo a disposizione della « Deutsche Reichspost » per i lavori del « Reichspostzentralamt ». Esso è installato nello stesso fabbricato che ospita il trasmettitore di Berlin-Witzleben.

Il trasmettitore si compone di sette stadî, nel primo dei quali viene generata e stabilizzata con quarzo un'onda di 56 m; mediante 3 successivi raddoppiamenti di frequenza, il penultimo stadio oscilla con onda di 7 m a circa 1,5 kW di potenza telegrafica (emissione di una lunga linea non modulata). La modulazione avviene per tensione di griglia.

L'ultimo stadio si compone di triodi speciali per onde corte, raffreddati ad acqua, che sull'onda di 20 m danno potenza telegrafica utile di 20 kW e rendimento del 60 %. I due triodi finali accoppiati in opposizione danno una potenza telegrafica sull'onda portante di circa 16 kW su onda ultracorta.

Nel suo attuale funzionamento, il trasmettitore è collegato all'aereo mediante un cavo flessibile ad isolamento in aria, costituito da un'anima e da un involucro cilindrico snodato; l'anima è tenuta in posizione assiale rispetto all'involucro mediante tacchetti di isolante solido. L'aereo è situato a circa 143 m di altezza sull'attuale torre della radio a Berlin-Witzleben (fig. 2), ed oscilla su un quarto d'onda.

Le trasmissioni sono eseguite a scopo scientifico e si effettuano ad orario fisso per comodità degli enti interessati alle ricerche, pur senza costituire un vero servizio pubblico. L'interesse rivolto a tali ricerche ed i mezzi ad esse destinati fanno auspicare una fase non lontana di maturità, non solo tecnica ma anche commerciale, della televisione.

G. Ru.

*

Il trasmettitore radiofonico di Breslau. — Sul finire dell'estate 1932 è stato ultimato l'impianto del trasmettitore radiofonico di Rothsürben presso Breslau, sulla linea Breslau-Mittelwalde. Con esso la « Reichspost » ha ancora arricchito la rete dei diffusori radiofonici tedeschi, che possiede 29 unità, cui corrisponde complessivamente una potenza modulata di aereo di 620 kW. Le caratteristiche del trasmettitore di Breslau, costruito dalla Telefunken, sono:
- — potenza nell'aereo in assenza di modulazione 60 kW,
- — profondità di modulazione 70 %,
- — potenza modulata nell'aereo 75 kW,
- — lunghezza d'onda 325 m,
- — sistema di modulazione per tensione di griglia.

Il trasmettitore è comandato da un piezooscillatore con termostato a regolazione automatica; seguono tre stadi amplificatori ad alta frequenza, lo stadio modulato, poi uno stadio intermedio e da ultimo lo stadio finale di potenza. Un circuito di accoppiamento collega quest'ultimo coll'alimentatore di aereo, cui segue l'aereo stesso sostenuto da una torre in legno alta 140 m.

La fig. 1 di pag. 103 (1) riproduce lo schema generale dell'impianto. La regolazione automatica del termostato (che contiene la piastrina di quarzo chiusa in un tubo a vuoto) avviene per mezzo di un amplificatore comandato da un dispositivo bolometrico a ponte. Lo stadio I (del piezooscillatore) non ha circuito oscillatorio, bensì agisce direttamente sulla griglia dello stadio II. Questo ha il dispositivo di neutralizzazione, ma può anche funzionare da autooscillatore e quindi da pilota, se il primo stadio è fuori servizio. Gli stadi III e IV, anch'essi amplificatori ad alta frequenza, con accoppiamento induttivo, sono conformati come il precedente.

Nello stadio V è applicato il principio della modulazione per tensione di griglia; dall'amplificatore telefonico finale si entra nell'amplificatore detto di potenza, anch'esso a bassa frequenza, e da questo si passa allo stadio di modulazione, che ha due triodi RS 253 in parallelo (tensione di accensione 16,5 V), la cui tensione comune di griglia risulta dalla sovrapposizione della tensione oscillatoria ad alta

(1) Ulteriori particolari tecnici sono riportati in questo stesso fascicolo: A. F., 1933, II, p. 102.

frequenza e della tensione a frequenza acustica. La regolazione di sintonia è fatta per mezzo di un variometro in serie col primario del trasformatore di accoppiamento allo stadio successivo. Il dispositivo di neutralizzazione è sul circuito di griglia.

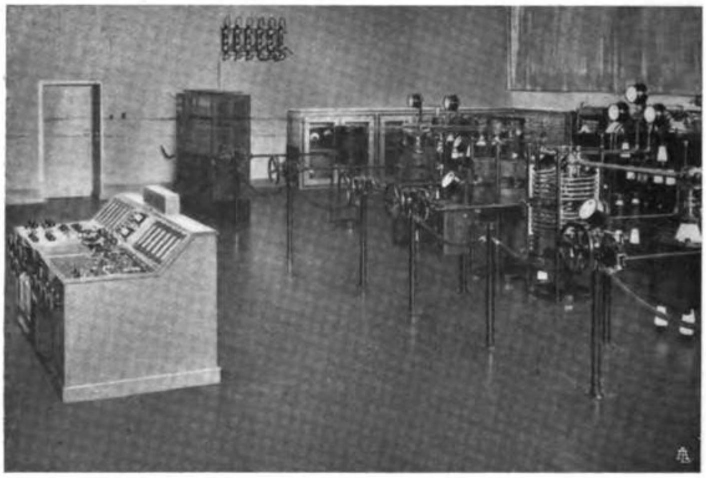


Fig. 1. — Trasmettitore radiofonico Telefunken da 60 kW-antenna. Vista anteriore.

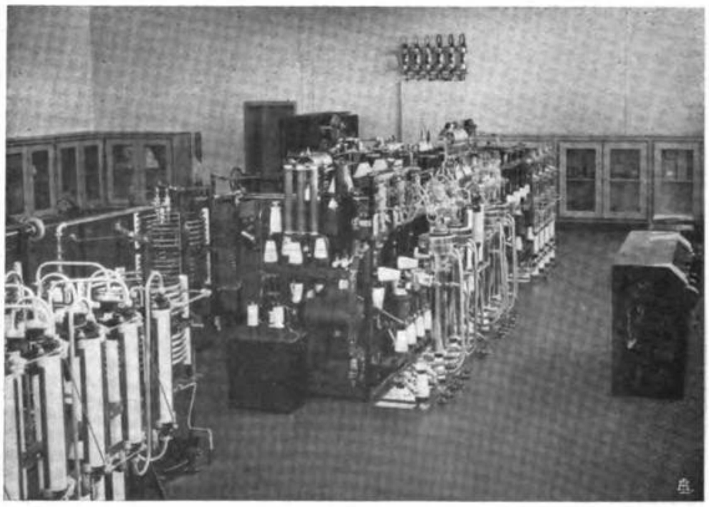


Fig. 2. — Trasmettitore radiofonico Telefunken da 60 kW-antenna Vista posteriore degli stadi di potenza: a sinistra in basso la resistenza di carico dell'antenna muta.

Lo stadio VI comprende due triodi da 20 kW di potenza utile del tipo Telefunken R S 255 refrigerati ad acqua (tensione di accensione 35 V), montati in opposizione, oltre a due triodi identici di riserva. Sul circuito di griglia di questo stadio è montato un circuito di arresto per le onde estranee, ch'è precisamente un circuito antirisonante in derivazione, accordato sull'onda di servizio. Lo stadio è provvisto di neutralizzazione e, trattandosi di montaggio in opposi-

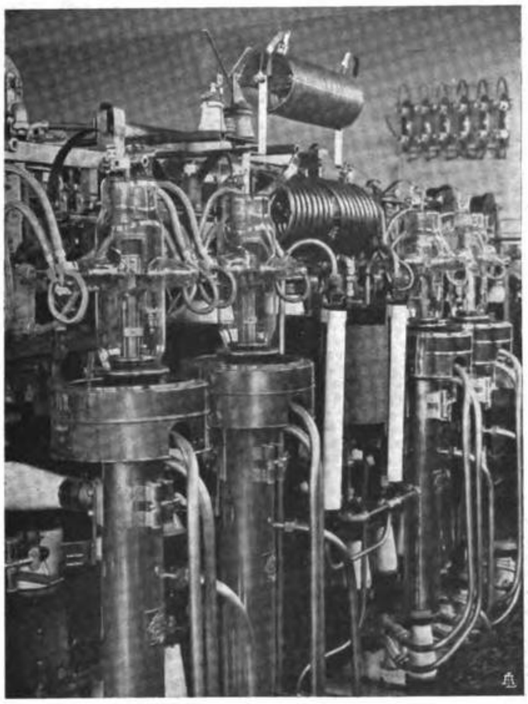


Fig. 3. — Particolare dello stadio finale di potenza.

zione, sono presenti contemporaneamente i due sistemi di compensazione sul circuito anodico e sul circuito di griglia.

Lo stadio finale VII comprende quattro triodi da 150 kW di potenza utile, raffreddati ad acqua, di cui due in servizio collegati in opposizione e due in riserva. Lo schema di questo stadio è studiato in modo che, con l'aggiunta di due altri triodi, la potenza del trasmettitore può essere raddoppiata. I catodi dei triodi sono del tipo a riscaldamento indiretto, gli adduttori della corrente di filamento sono anch'essi raffreddati ad acqua. Una particolarità di questo stadio finale è la possibilità di misurare la tensione oscillatoria anodica, raccogliendola fra le armature dei due condensatori del circuito oscillante anodico; con un opportuno collegamento di equilibramento a terra, si alimenta il primario di una termocoppia, al cui secondario si misurano le tensioni oscillatorie dello stadio di potenza. Il variometro di

accordo del circuito oscillante è in parallelo col primario del trasformatore, che lo collega col circuito di accoppiamento all'alimentatore

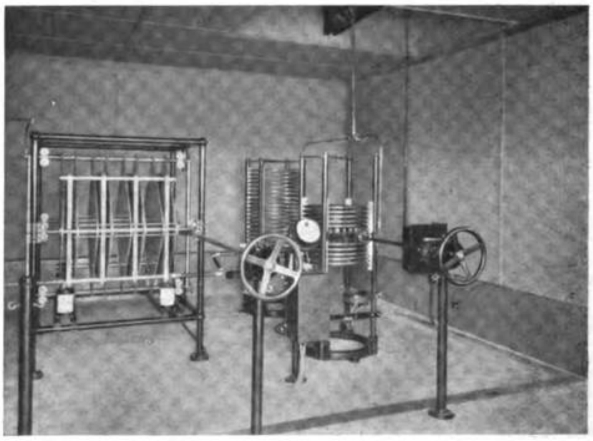


Fig. 4. — Interno della casetta di sintonia alla base dell'aereo col condensatore di accoppiamento (a sinistra).

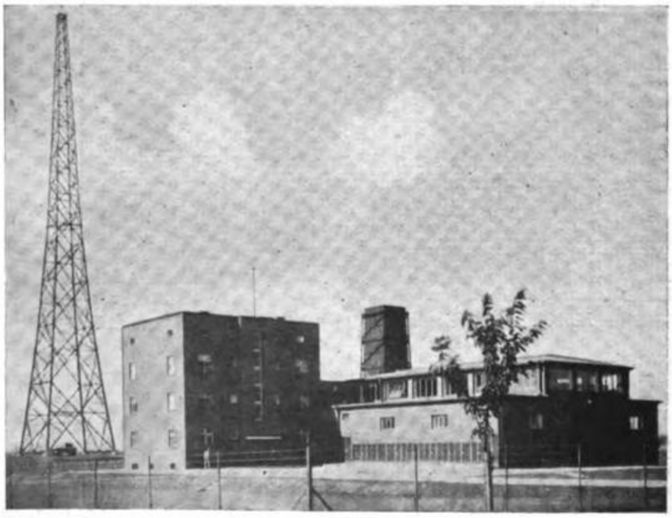


Fig. 5. — Vista d'insieme dell'impianto radiofonico di Breslau.

di aereo. Le tensioni anodiche applicate ai diversi stadi sono indicate nello schema di fig. 1 a pag. 103.

Il circuito di accoppiamento ha principalmente lo scopo di ostacolare le armoniche dell'onda di servizio. Per mezzo di un com-

mutatore si può connettere ad esso, anzi che l'alimentatore di antenna, un circuito locale non irradiante, detto *antenna muta* o *fittizia*, costituito da induttanza, capacità e resistenza così proporzionate da costituire per il trasmettitore un carico identico a quello rappresentato dall'antenna effettiva. Si possono così eseguire prove, misure e regolazioni senza disturbare la zona.

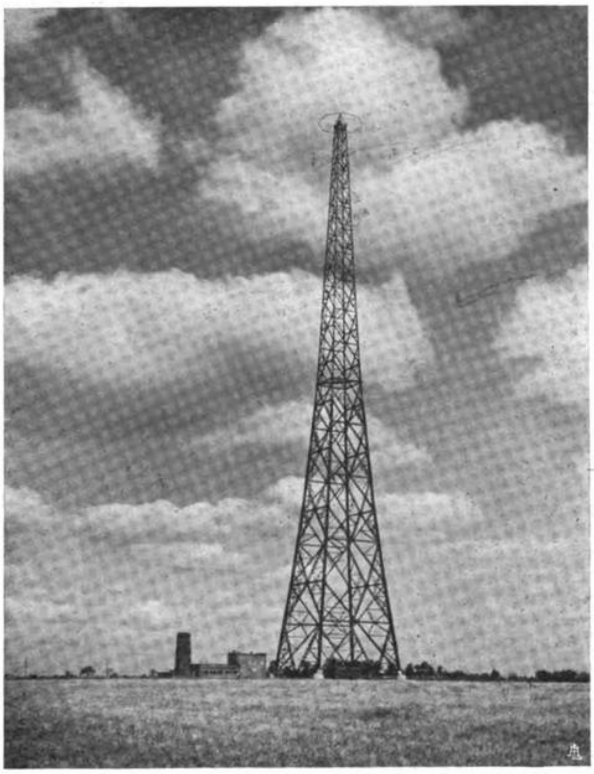


Fig. 6. — La torre in traliccio di legno alta 140 m dell'impianto di Breslau con l'antenna tipo Böhm.

L'energia è condotta all'antenna per mezzo di un alimentatore tubolare, che è collegato con essa per mezzo di un accoppiamento capacitivo.

Nell'antenna consiste una delle principali novità di questo impianto. Essa infatti è costituita da un conduttore verticale che corre entro una torre in legno alta 140 m e termina collegato con un conduttore di bronzo in forma di anello piano del diametro di m 10,60 sostenuto dal vertice della torre. Questa capacità terminale equivale all'incirca (nei riguardi della distribuzione di corrente nel conduttore verticale) ad un prolungamento verso l'alto di 40 m, ossia ad un'altezza fittizia di 180 m. Poichè $\lambda/2 = 162{,}50$ m si vede che l'antenna

vibra in condizioni diverse dal solito, e precisamente deve presentare un nodo di corrente a poco meno che una ventina di metri dal suolo e il ventre di corrente ad un centinaio di metri. A questa disposizione, ideata dal Böhm, corrisponde una diminuzione della potenza totale irradiata, ma una molto maggiore concentrazione di essa nel piano orizzontale. Ciò dovrebbe produrre una minore intensità dei raggi riflessi dagli alti strati atmosferici in confronto coi raggi diretti (o superficiali) e quindi una minore intensità dei dannosi effetti di evanescenza, attribuiti ad interferenza fra i due raggi. Le esperienze finora eseguite dalla Telefunken sembrano confermare questa favorevole previsione, senza che la trasmissione a grande distanza risenta apprezzabilmente della diminuzione di potenza totale irradiata.

I confronti sono stati agevolati dal fatto che, mediante un interruttore posto ad altezza conveniente sulla torre di sostegno, è possibile staccare dall'antenna la parte superiore ed utilizzare il rimanente come antenna a quarto d'onda, dopo aver opportunamente regolato l'accoppiamento.

Un'altra particolarità dell'impianto è la possibilità di correggere la curva di modulazione nel modo seguente: dal trasformatore che collega lo stadio VII col circuito di accoppiamento, viene raccolta con una bobina indotta, e raddrizzata mediante valvola, la tensione di uscita dello stadio medesimo. Con essa si crea una caduta di potenziale in una resistenza posta in serie nel circuito di griglia dello stadio V; tale caduta tende ad abbassare il potenziale di griglia, ossia a ridurre l'amplificazione. Ciò equivale ad una riduzione di ampiezza della tensione modulatrice a frequenza acustica, che è proporzionale a quest'ultima fino a che si resta sul tratto rettilineo della caratteristica di modulazione. Ma se, per un eventuale « fortissimo » in orchestra o per altra causa, l'ampiezza della tensione modulatrice cresce, così da portare il funzionamento nel ramo curvilineo della caratteristica di modulazione, allora il valore assoluto della tensione raddrizzata non cresce in proporzione e il potere amplificatore dello stadio V e quindi di tutto il sistema non resta costante, ma viene accresciuto in modo da controbilanciare, almeno fino ad un certo punto, la curvatura della caratteristica di modulazione.

Speciali pannelli, costruiti dalla Siemens, permettono di sorvegliare continuamente così per via ottica, come per via acustica ed anche mediante un registratore, il funzionamento dell'apparato, specie nei riguardi dell'efficienza e della linearità della modulazione.

Le fig. 1, 2, 3, 4, 5, 6 danno un'idea di varie parti dell'impianto.

La potenza totale installata, fornita da linea trifase a 5080 V è circa 300 kW. L'impianto di refrigerazione delle valvole e della grande resistenza di carico dell'antenna muta consente di far circolare una portata oraria di 18 m^3 di acqua sotto una pressione di 1,7 atmosfere.

A questo trasmettitore costruito dalla Telefunken ne son seguiti altri due (Lipsia e Monaco), costruiti dalla Lorenz e montati con valvole Telefunken. Nel 1933 entreranno in funzione due altri trasmettitori radiofonici Telefunken, uno a Berlino e l'altro ad Amburgo, entrambi della potenza d'aereo (raddoppiabile) di 60 kW. *G. Ru.*

*

E.I.A.R. - Verifica delle frequenze radiofoniche. — In questi ultimi tempi è stata messa in funzione presso il Centro di controllo dell'E.I.A.R. a Sesto Calende un'apparecchiatura per la verifica della frequenza dei diapason colà utilizzati per la taratura degli ondametri

a eterodina. Gli organi costituenti il dispositivo possono rilevarsi al centro della fig. 1.

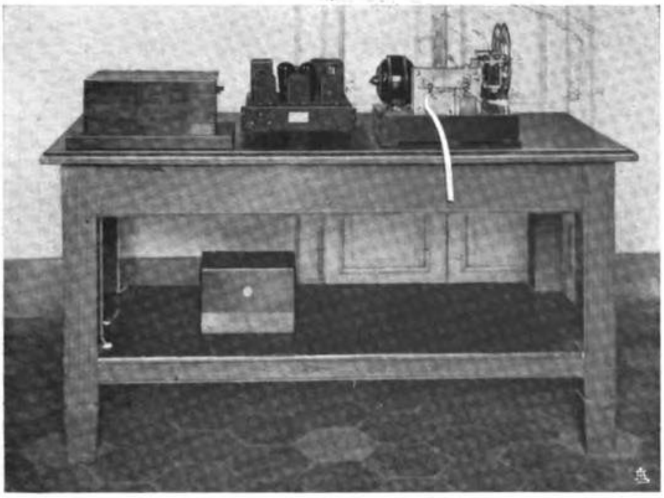


Fig. 1. — Dispositivo per la misura di frequenza dei diapason.

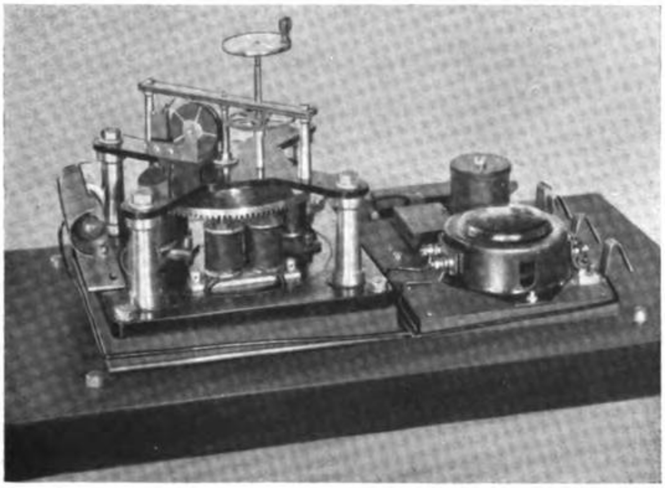


Fig. 2. — Motorino e demoltiplicatore col dispositivo di chiusura del contatto.

Il diapason, di cui si vuol verificare la frequenza, eccita un amplificatore a tre stadi, il quale fornisce all'uscita potenza sufficiente

per comandare un motorino sincrono, connesso meccanicamente con un apposito demoltiplicatore. Questo, ad ogni 94 giri del rotore, chiude 5 volte un contatto: l'intervallo compreso fra due contatti corri-

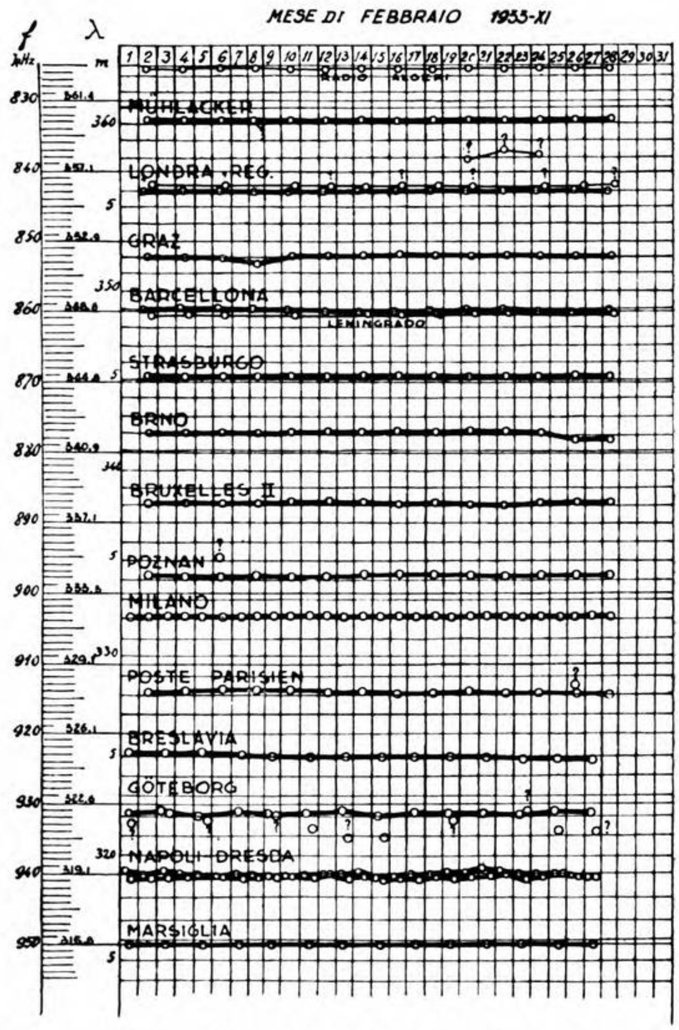


Fig. 3. — Diagrammi di frequenze di emissione di varie stazioni (1933).

sponde a 940 oscillazioni complete del diapason. In fig. 2 sono rappresentati il motorino sincrono col suo demoltiplicatore ed il dispositivo di chiusura dei contatti.

Gli impulsi elettrici, che si verificano ad ogni chiusura di contatto, e gli impulsi, provenienti ad ogni secondo da un orologio a pendolo di altissima precisione, vengono registrati sulla zona di

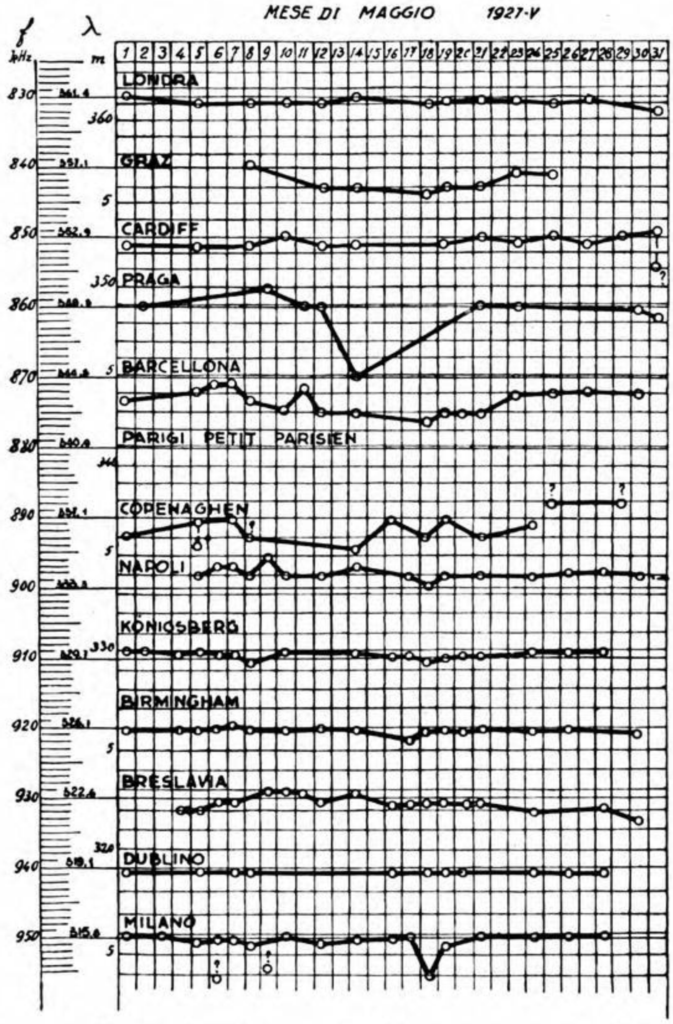


Fig. 4. — Diagrammi di frequenze di emissione di varie stazioni (1927).

carta di un ondulatore, in modo che, imprimendo un'opportuna velocità di svolgimento alla zona stessa ed estendendo convenientemente la durata delle letture, è possibile determinare il numero delle

oscillazioni del diapason nell'unità di tempo con grandissima esattezza.

L'uso del dispositivo ha permesso di aumentare notevolmente la precisione delle misure di frequenza, che il centro di Sesto Calende effettua quotidianamente per tutte le onde portanti delle Stazioni di radiodiffusione comprese nella gamma 1500 ÷ 500 kHz, talchè la esattezza delle misure stesse può essere assicurata con l'approssimazione da 30 a 60 Hz, sempre, s'intende, ove non intervengano speciali cause contingenti a rendere meno esatte le misure (debole intensità dei segnali, atmosferici violenti, e via dicendo). E ciò riguarda la precisione delle misure di quotidiano esercizio; chè, per misure speciali, il grado di approssimazione può essere spinto fino a 3 ÷ 4 centomillesimi della frequenza da determinare.

E' ben noto, quale importanza abbia la precisione delle misure di frequenza per la disciplina delle trasmissioni radiofoniche nell'affollatissima zona, che va da 500 a 1500 kHz. E' interessante al riguardo confrontare i risultati ottenuti in questi ultimi tempi per alcune stazioni europee, quali si rilevano da uno stralcio di grafici mensili recenti (fig. 3), con quelli di misure eseguite nel 1927 (fig. 4), quando i centri di controllo non svolgevano ancora pienamente la loro mansione regolatrice.

Da questi ultimi diagrammi si rileva, come molte stazioni a quell'epoca, nell'intento di sottrarsi agli inconvenienti delle reciproche interferenze, effettuassero notevoli spostamenti intenzionali della propria lunghezza d'onda, spostamenti che il più delle volte si traducevano invece in un peggioramento dell'insieme delle ricezioni; laddove oggi si riesce ad attuare, entro la stessa gamma di frequenze, il funzionamento di un numero più che triplo di trasmettitori, le cui emissioni si svolgono (salvo casi e motivi speciali) con sufficiente regolarità.

E' anche da tener presente, che un notevole aiuto all'azione dei centri di controllo deriva dai perfezionamenti tecnici, per cui in ciascun impianto trasmittente è ormai possibile provvedere alla verifica accurata ed all'eventuale rettifica della frequenza dell'onda irradiata. *S. B.*

*

Servizio radiotelefonico diretto Italia-Egitto. — Fu già accennato [1], come la Società Italo Radio gestisca da oltre un anno il servizio radiotelefonico pubblico in duplex fra l'Italia, l'Argentina e il Brasile.

Lo studio e l'attuazione tecnica degli impianti a ciò adibiti sono opera dei tecnici della I. R., che hanno anche messo recentemente in esercizio, presso la stazione trasmittente di Torrenova, un nuovo complesso ad onda corta, con cui è stato inaugurato nel dicembre scorso il collegamento radiotelefonico bilaterale pubblico col Cairo. L'Italia dispone così di una rete radiotelefonica internazionale e transoceanica, che si va ogni giorno più estendendo.

L'apparato adibito al servizio col Cairo è del tipo a frequenza stabilizzata con cristallo di quarzo e, nelle sue linee essenziali, si compone di:

a) un pannello di comando,
b) un pannello di potenza,
c) un pannello di modulazione.

---

[1] A. F., 1932, I, p. 154.

Il pannello di comando contiene lo stadio pilota a quarzo oscillante su 2457,5 kHz, due stadi moltiplicatori di frequenza per ottenere la frequenza di lavoro di 9830 kHz, due successivi stadi di amplificazione fino ad 1 kW di potenza oscillatoria utile.

Il pannello di potenza è eccitato dal precedente ed è equipaggiato con due triodi da 20 kW caduno, montati secondo uno schema simmetrico. Tale pannello è accoppiato al sistema irradiante mediante una lunga linea di trasporto ad alta frequenza.

Il pannello di modulazione contiene tre triodi da 15 kW cadauno, i quali, attraverso una grossa induttanza a nucleo di ferro, agiscono, secondo il ben noto sistema Heising, sul circuito amplificatore di potenza ora ricordato.

Fra le varie particolarità interessanti del trasmettitore, notevole è quella del sistema di alimentazione. Tutti gli stadi, a partire dal quarzo fino a quello finale, sono direttamente alimentati con tensioni raddrizzate e non con macchine a corrente continua come generalmente avviene. Riteniamo che questo sia uno dei primissimi e forse il primo esempio effettivamente in servizio in Europa di tale importante modificazione.

L'aereo è di tipo direttivo e risulta costituito da una cortina di 12 dipoli verticali opportunamente alimentati in fase. Esso è dotato di riflettore.

Sia la stazione trasmittente, sia la stazione ricevente sono collegate alla rete telefonica nazionale attraverso un opportuno dispositivo capace di realizzare il passaggio « 2 fili - 4 fili » con assoluta eliminazione di echi.

*

La nuova stazione radiotrasmittente di Vienna. — La nuova stazione di Vienna si sta costruendo sul Bisamberg, monte posto a nord della città. Tale località venne scelta in seguito a numerose determinazioni, durate circa 7 mesi con lo scopo di stabilire la migliore collocazione della stazione per una buona diffusione su tutto il territorio austriaco.

Vienna, com'è noto, non si trova al centro dell'Austria, ma quasi sui confini orientali. Era perciò desiderabile un irradiamento non uniforme, ma intensificato in direzione ovest e sud-ovest, il che si ottiene con un riflettore esattamente eguale all'antenna, posto a 110 m da essa verso est e costituito da una torre di ferro a traliccio alta 130 m, completamente isolata.

L'antenna è collegata con cavi alla stazione trasmittente; essa, come pure il riflettore, oscilla su 1/4 di lunghezza d'onda. La presa di terra è sostituita da un contrappeso, formato da un'estesa rete di filo di rame (12 km di conduttore) sostenuta da 36 torrette.

Il nuovo impianto trasmittente, come quello della stessa potenza di Lipsia, è stato fornito dalla Telefunken, per una potenza di 150 kW modulati in antenna. Risulta costituito da 7 stadi: il primo è provvisto di oscillatore pilota a cristallo, in termostato a regolazione automatica; nel quinto avviene la modulazione; l'ultimo contiene 2 valvole da 300 kW ciascuna. L'energia necessaria alla stazione trasmittente viene fornita da un gruppo di 3 motori Diesel per complessivi 1400 HP. *P. G.*

-- -- NECROLOGIE -- --

LOUIS WINSLOW AUSTIN

Il 27 giugno dello scorso anno si è spento a Washington, dopo aver subito una grave operazione chirurgica, il dott. Louis Winslow Austin.

E' scomparso con Lui un altro pioniere nel campo delle ricerche e degli studi radiotecnici.

Nato ad Orwell (Vermont), negli Stati Uniti d'America, studiò in varie università del Suo paese ed in Germania. Insegnò nella Università di Wisconsin, fu dal 1902 al 1904 presso la « Physikalisch-Technische Reichsanstalt », quindi passò al « Bureau of Standards ». Dal 1908 al 1923 fu direttore del « Radio Research Laboratory » della Marina americana; dal 1903 era capo del reparto speciale per ricerche sulle radiotrasmissioni, presso il « Bureau of Standards ».

Numerosi ed importanti furono i Suoi studi, specialmente nel campo delle misure alle alte frequenze. Il Suo nome resterà sopratutto legato alle ricerche sulla propagazione delle onde elettromagnetiche attorno alla terra. La formula, che Egli stabilì in collaborazione col Cohen, ha costituito la prima solida base per i tecnici; l'organizzazione e lo svolgimento di misure sistematiche hanno fornito poi materiale prezioso per la interpretazione fisica del complesso fenomeno.

Membro di varie accademie, insignito di ambite onorificenze, stava per essere chiamato a succedere al compianto generale Ferrié, quale presidente della Unione Radio Scientifica Internazionale. Chi potè assistere a qualche seduta da Lui diretta, non dimenticherà la competenza, il tatto e l'arguta bonomia, di cui dava prova nel guidare le discussioni.

Appassionato lavoratore, al momento di entrare nella clinica, presentendo forse la fine, lasciò un testamento spirituale, che costituisce la degna chiusa della Sua nobile fatica: « Se le cose dovessero volger male per me, vi prego caldamente di continuare le mie misure di campo, fintantochè tutti voi non sarete convinti, che è tempo di sostituirle con altre ».

U. R.

Vol. II - N. 1 Marzo 1933-XI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Après avoir rappelé ses précédentes recherches sur l'utilisation des ondes électriques extracourtes ou microondes, c'est-à-dire des ondes dont la longueur est inférieure à un mètre, l'A décrit en détail l'appareil qui a été conçu et particulièrement perfectionné dans les deux dernières années, en illustrant ses éléments constitutifs, ses circuits et ses caractéristiques de fonctionnement, soit à la transmission, soit à la réception, et aussi bien en télégraphie qu'en téléphonie.

Par l'accouplement de plusieurs éléments transmetteurs, qui opèrent en phase et sont convenablement placés par rapport à un système de reflecteurs, on a pu construire un transmetteur à microondes, capable de rayonner dans un faisceau très concentré une puissance jamais obtenue auparavant.

On décrit les expériences éxécutées d'abord entre différentes localités de la « Riviera » près de Gênes, plus tard entre la Cité du Vatican et Castel Gandolfo (reliés actuellement par un service permanent à microondes en exploitation regulière) et enfin entre Rocca di Papa et le yacht « Elettra » et la Sardaigne.

Le résultat le plus important de ces essais est celui d'avoir pu communiquer à une distance de 269 km avec des ondes de 57 cm. Non seulement cette distance est supérieure à toute distance atteinte jusqu'à présent par des ondes au dessous du mètre, mais encore on a pu demontrer par ces expériences, que les microondes peuvent depasser d'éventuels obstacles entre le poste d'émission et celui de réception et en particulier l'obstacle attribué à la courbure de la terre.

L'A préconise enfin les possibles développements ultérieurs de l'utilisation des microondes.

On décrit un appareil pour la mesure simultanée de la tension, du courant et de la phase dans un circuit monophasé à très haute fréquence (de l'ordre de 10^7 hertz).

Le principe de l'appareil est celui de la méthode des trois ampèremètres pour la mesure des puissances; mais le circuit, qui donne la valeur de la tension y est étalonné d'une façon indépendante.

Après un examen préliminaire des propriétés des ampèremètres employés (Weston, mod. 425) on étudie les conditions d'emploi de l'appareil et la précision qu'il peut assurer. On donne ensuite les résultats de quelques mesures d'inductances, de capacités et d'impédances et ceux des essais sur un pont de liaison entre feeder et antenne.

Vol. II - N. 1 Marzo 1933-XI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

After referring to his past experiments and researches for the utilization of ultra-short electric waves, or micro-waves, i. e. waves under one meter in length, the A describes in detail the apparatus which has been devised and developed especially in course of the last two years, illustrating its various constituent parts, the circuits and their operating characteristics in the transmission and reception of both telegraphic and telephonic signals.

By the linking of various transmitting units operating in phase and suitably situated in respect of a number of reflectors, it has been possible to realise a micro-wave transmitter capable of radiating in a highly concentrated beam a power never obtained before. The tests are described, which have been carried out between various points of the Italian Riviera and, subsequently, between the Vatican City and Castel Gandolfo (between these two latter places a permanent microwave service has been successfully established and is already in operation) and between Rocca di Papa and the S. Y. « Elettra », and Sardinia.

The most outstanding result of these tests was the establishment of communication over a distance of 269 km on a wavelength of 57 cm. Not only were all previous distance records of communication by means of wavelengths below one meter far surpassed; but it was effectively demonstrated that these very short waves could overcome intervening obstacles, including the supposed obstacle presented by the curvature of the earth, the distance between the two stations being considerably in excess of the optical range.

Finally, a forecast is given of the further possible developments in the application of micro-waves.

A device is described for the simultaneous measurement of voltage, current and phase displacement at frequencies of the order of 10^7 hertz.

The instrument is based on the principle of the three ammeter method for power measurements; but the voltage circuit is calibrated independently.

The performances of the type of ammeter employed (Weston, mod. 425) are experimentally considered and an account is given of the possibilities and precision of the device. The results of practical measurements on inductances, capacitances and general impedances are described, as well as those of the study of a feeder-antenna coupling bridge.

The comparison between theoretical prediction and experimental results shows that, if properly employed, the apparatus is satisfactory. Power measurements on radio transmitters are expected to provide an important use for the device.

The technique of sound recording on film by the R. C. A. Photophone system, as used in the Cines S. A. Roma, is described.

Reference is made to the building and acoustical properties of studios and to the different types of microphones in use (ribbon, condenser, etc.). The recorder with attached compensator and the recorder amplifier are considered in detail, and the photographic requirements of the variable area method are explained.

A brief notice is given of the other systems of recording on film, on disc and on steel ribbon.

Vol. II - N. 1 Marzo 1933-XI

ALTA FREQUENZA

INHALT

Der Verf. erwähnt zuerst seine früheren Versuche über die praktische Verwendung der ultrakurzen Wellen und der Mikrowellen (d. h. Wellen deren Länge kleiner ist als ein Meter). Er beschreibt dann ausführlich den in den letzten zwei Jahren entworfenen und vervollkommenen Apparat sowie seine wesentlichen Teile und erläutert die Schaltungen und die Betriebscharakteristiken, sowohl der Sender, wie der Empfänger für Telegraphie und Telephonie.

Durch das Zusammenarbeiten von mehreren gleichphasigen, passend gegen ein Reflektorensystem angeordneten Sendern, gelang es einen Mikrowellensender herzustellen, der eine auf diesen Wellen bisher unerreichte Leistung bei gleichzeitiger schärfster Bündelung ausstrahlt.

Es werden die Versuche beschrieben, die zuerst zwischen verschiedenen Orten der italienischen Riviera, später zwischen der Vatikanstadt und dem Castel Gandolfo (zwischen diesen Orten ist eine ständige Mikrowellenverbindung schon in Betrieb) und zuletzt zwischen Rocca di Papa und der yacht « Elettra » und Sardinien gemacht wurden.

Das bedeutendste Ergebnis der Versuche liegt nicht nur darin, dass alle bisherigen Reichweiten übertroffen wurden, indem über eine Entfernung von 269 km eine telegraphische Verbindung noch mit der 57 cm-Welle hergestellt werden konnte, sondern vor allem in dem Beweis, dass die Mikrowellen die zwischen Sende- und Empfangsstation befindlichen Hindernisse, insbesondere die Erdkrümmung, überwinden können. Letzteres wird daraus geschlossen, dass die tatsächlich erreichten Reichweiten die optische Sicht bei weitem übertreffen.

Zum Schluss schildert Verf. die weiteren Anwendungsmöglichkeiten der Mikrowellen.

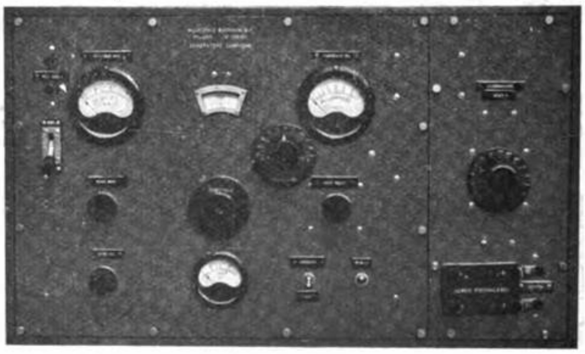
Es wird eine Apparatur zur gleichzeitigen Messung von Spannung, Strom und Phase im einphasigen Kreise bei sehr hohen Frequenzen (etwa 10^7 Hz) beschrieben.

Prinzipiell bildet die Apparatur eine Weiterentwicklung der bekannten Drei-Amperemeter-Methode der Leistungsmessung; der Spannungskreis wird aber auf unabhängige Weise geeicht.

Nach einer experimentellen Untersuchung der verwendeten Strommesser (Weston, Mod. 425), werden einige Angaben über die Anwendungsmöglichkeiten und die Genauigkeit der Apparatur mitgeteilt. Die Ergebnisse einiger Messungen von Induktivitäten, Kapazitäten und Impedanzen, sowie einer Untersuchung über das Verhalten einer Art

Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile.* Ind. Graf. STUCCHI - Milano

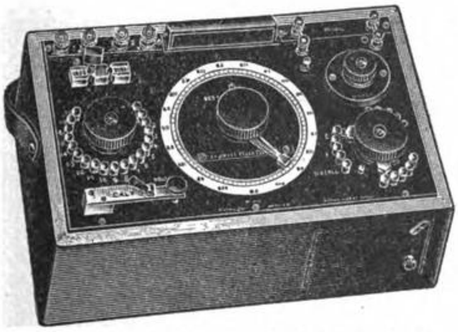

SOCIETÀ ITALIANA
PIRELLI
P C M
Conduttori elettrici isolati
Cavi telegrafici, telefonici
e d'energia
aerei, sotterranei e subacquei
Materiali isolanti
Accessori



PONTI D'ALTA PRECISIONE

per

RICERCHE DI LABORATORIO



Potenziometro portatile Mod. 355.

RESISTENZE
e CASSETTE DI RESISTENZA D'ALTA PRECISIONE NON INDUTTIVE

per misure in c. a. di alta frequenza e in c. c.

CAPACITÀ e INDUTTANZE CAMPIONE
d'alta precisione.



Millivoltmetro Mod. 322 a tre portate - 2/5/10 mV. - per la misura di piccolissime grandezze elettriche e per l'uso con coppie termoelettriche esterne per misure alla radiofrequenza.

STRUMENTI DI PRECISIONE

portatili e da laboratorio
per
misure radiotecniche
e
elettroacustiche

AGENTE GENERALE DEPOSITARIA PER L'ITALIA:

SOC. AN. ING. S. BELOTTI & C.

Telef. 52-051/2/3 — MILANO — *Piazza Trento, 8*

VOL. II - N. 2 (PUBBLICAZIONE TRIMESTRALE) GIUGNO 1933 - XI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA

AEI

ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. II Giugno 1933 - XI N. 2

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

SOMMARIO

Vol. II Giugno 1933-XI N. 2

ALTA FREQUENZA

La misura dell'intensità sonora.

Di pari passo col progressivo precisarsi delle definizioni in materia di acustica tecnica si creano e si affinano i metodi di misura, destinati a recare, anche in questo campo, i decisivi vantaggi, che son propri dell'indagine quantitativa.

Un posto preminente nella ricerca e nell'attuazione dei nuovi metodi spetta senza dubbio all'« Istituto Hertz per lo studio delle vibrazioni », sorto alcuni anni or sono a Berlino per iniziativa dello Stato e delle maggiori ditte industriali interessate. Il suo direttore, prof. WAGNER, ospite gradito dell'A.E.I., ha tenuto a Roma ed a Bologna, recentemente, una interessante conferenza, trattando della gamma delle intensità sonore nella musica. Pubblichiamo ora il testo del suo discorso, che fu completamente pronunciato in italiano ed è arricchito da un grande numero di diagrammi assai istruttivi. Molti di questi possono presentare vivo interesse non solo per l'iniziato al nostro campo di studi, ma anche per chi ne sia profano: essi consentono quella che fu efficacemente definita la « visione dei suoni », suggestiva per ogni osservatore.

Grazie all'analisi accurata dei fenomeni sonori, resa ormai anche agevole e sollecita, e grazie alla misura ed alla registrazione continua, così dei massimi, come dei minimi del valore efficace della pressione acustica prodotta in una data porzione di spazio da suoni e da rumori, è possibile individuare in modo oggettivo tutte le caratteristiche più essenziali di essi, conservarle indefinitamente, analizzarle, confrontarle e trarne norma per ogni genere di applicazioni. E' in particolare possibile misurare con esattezza i valori assoluti ed i rapporti di intensità fra i « pianissimo » e i « fortissimo » di un'esecuzione originale e di una sua riproduzione, ottenuta con l'uno o con l'altro dei processi in uso, e ricavare altresì ciò che si suol chiamare la « dinamica » di un'esecuzione musicale. I valori numerici di queste varie grandezze, riferiti all'estesissima casistica abbracciata dalle esperienze del prof. Wagner e dei suoi collaboratori, offrono materia ad interessanti considerazioni e fanno sentire, che un nuovo campo di lavoro, vasto e promettente, già si schiude per attraenti ricerche scientifiche e per notevoli applicazioni tecniche ed industriali.

Perfezionamenti nella tecnica della riproduzione sonora.

La tecnica della riproduzione dei suoni è attualmente ancora in pieno sviluppo, e quantunque già permetta di ottenere risultati soddisfacenti, non ha pur tuttavia raggiunto quel livello che in altri campi è contrassegnato dalla stabilizzazione e unificazione delle apparecchiature. Queste perciò si evolvono di continuo, modificandosi talvolta profondamente, e nuove soluzioni vengono via via proposte, nel tentativo di soddisfare alle sempre crescenti esigenze di perfezionamento.

Nel cammino seguito per avvicinarsi alla mèta, tra le diverse vie secondo le quali si cerca di raggiungerla, è facile rilevare direttive comuni e dispositivi che si ripetono e si generalizzano. Ciò fa ormai ritenere che si tratti di elementi acquisiti della soluzione definitiva: tale è ad esempio l'impiego di più altoparlanti e di opportuni filtri per coprire l'intera gamma acustica. Se ne occupano con particolare competenza, nello studio di un sistema per la fedele riproduzione dei suoni, i colleghi CAPORALE e DI SABATINO della « Electro-Acoustical Engineering Company of America ».

Si può oggi affermare che il grado di perfezione raggiunto dai microfoni e dagli altoparlanti consente ad essi di coprire tutta la gamma acustica da 40 a 13.000 Hz senza introdurre apprezzabili distorsioni, qualora si ricorra all'uso contemporaneo di più apparecchi integrantisi a vicenda; gli estremi di una catena elettroacustica sono quindi in uno stadio già soddisfacente di progresso. Non è lecito invece asserire altrettanto degli anelli intermedi di tale catena, poichè nella maggior parte dei casi (registrazioni sonore, radiotrasmissioni) non si è ancora riusciti ad eliminare tutte le cause importanti di distorsione e di disturbo. I pregi delle suddette apparecchiature terminali più progredite possono oggi godersi appieno solo nella riproduzione diretta e immediata del suono; essi costituiscono tuttavia una vantaggiosa disponibilità in attesa degli ulteriori perfezionamenti delle altre apparecchiature intermedie.

Lo studio delle oscillazioni meccaniche.

L'applicazione delle analogie fra sistemi elettrici e sistemi meccanici si dimostra sempre più utile e feconda di risultati nello studio di questi ultimi. Essa permette infatti, una volta definito il sistema elettrico equivalente al sistema meccanico in esame, di trarre profitto da quei procedimenti elaborati con cura ed abbastanza largamente noti, che meriterebbero di essere ormai coordinati in una teoria generale dei circuiti elettrici. L'analogia non ha quindi soltanto interesse teorico, ma si presta in molti casi a conseguire risultati pratici immediati, ossia a risolvere concreti quesiti tecnici.

Il modo di considerare i problemi, i procedimenti di calcolo e la terminologia stessa, che sono propri e caratteristici dell'elettrotecnica, si trasferiscono ormai sempre più largamente anche all'elettroacustica, la quale del resto è prevalentemente coltivata nei laboratori di elettrotecnica e per opera di elettrotecnici.

Di ciò offrono un esempio interessante ed istruttivo le ricerche, su cui riferisce l'ing. PAOLINI nelle due note, che pubblichiamo. Esse riguardano in particolare l'attuazione di filtri meccanici di frequenza, basati sull'uso di moti alternativi di rotazione e derivati concettualmente dai ben noti filtri elettrici. I filtri meccanici presentano notevole interesse nel caso di frequenze molto basse; e non è escluso, che essi possano essere presi in considerazione in luogo dei filtri elettrici per evitare le difficoltà derivanti dalla richiesta di valori eccessivi di capacità elettrostatica e di induttanza. Naturalmente altre difficoltà sorgono a loro volta, ed in particolare quelle, ben illustrate dal Paolini, relative all'attuazione di impedenze meccaniche di chiusa (da inserire all'uscita del filtro) costituite da valori appropriati di resistenza e di reattanza. Anche qui sono di nuovo i metodi elettrici quelli che vengono in aiuto sia per ottenere ciò che si desidera, sia, sopra tutto, per attuare condizioni ben definite e per effettuare misure accurate. E' infatti appoggiandosi ad un ingegnoso dispositivo elettromagnetico, che l'autore è riuscito a risolvere il problema dei filtri a moto oscillatorio di rotazione ed a sottoporre a interessanti verifiche sperimentali i risultati delle previsioni teoriche.

LA REDAZIONE.

LA GAMMA DELLE INTENSITÀ SONORE NELLA MUSICA [1]

KARL WILLY WAGNER

Vengono minutamente riferiti i risultati di ricerche sull'analisi di suoni di differenti strumenti musicali, e di rumori varii. Sono indicate le condizioni per una fedele riproduzione dei suoni e dei rumori ed i limiti entro i quali si può in pratica ottenere questa fedeltà.

Con l'aiuto di un dispositivo registratore appositamente studiato, si sono eseguiti i rilievi delle intensità sonore, massime e minime, di pezzi musicali di diverso genere. Se ne può, fra l'altro, ricavare la « dinamica » dell'esecuzione, conoscenza importante in molti casi.

1. — Per una fedele riproduzione di esecuzioni musicali, gli apparecchi adoperati debbono soddisfare ai seguenti requisiti:

1°) Tutte le frequenze originarie debbono essere uniformemente riprodotte.

2°) Nessuna nuova frequenza, che non sussista nell'originale, deve essere generata.

3°) L'intensità sonora della riproduzione deve essere il più possibile uguale a quella dell'originale.

Sia per la voce umana, sia per i suoni di strumenti musicali, sia per i rumori, i risultati dell'analisi della loro composizione sono indicati da uno « spettro sonoro ». Recentemente sono stati sviluppati alcuni metodi per rilevare sperimentalmente e comodamente gli spettri sonori. Cito particolarmente quello dei miei collaboratori dott. Martin Grützmacher e dott. Erwin Meyer, che è un metodo accurato di analisi acustica di suoni e rumori, effettuata per mezzo di una nota ausiliaria di frequenza opportunamente regolabile. Il nuovo metodo sostituisce il penoso e lungo lavoro dell'analisi di Fourier, da eseguirsi sul diagramma di oscillazione rilevato sperimentalmente. Per mezzo di questo procedimento sono stati negli ultimi tempi sistematicamente analizzati i suoni dei diversi strumenti musicali, la voce umana ed un gran numero di rumori d'ogni genere. Mi limito qui, senza trattare diffusamente di queste ricerche, a presentare, a titolo di esempio, alcuni spettri, ottenuti nel modo accennato.

La fig. 1 mostra gli spettri di note di differenti altezze, emesse da un pianoforte a coda. Le note basse hanno moltissime armoniche; il numero delle armoniche diminuisce per contro, quanto più alta è la nota fondamentale. Per una nota di 4096 hertz, una delle più alte note dei pianoforti a coda, soltanto il tono fondamentale sussiste con apprezzabile potenza. Oltre al tono fondamentale accompagnato

[1] Conferenza tenuta alle Sezioni di Roma e di Bologna dell'A.E.I.

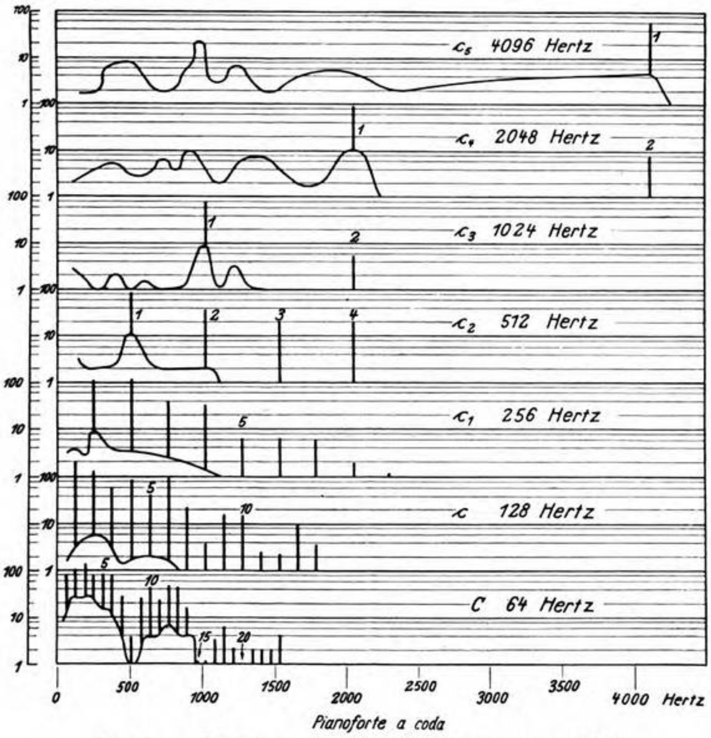


Fig. 1. — Spettri di note di differenti altezze, prodotte da un pianoforte a coda.

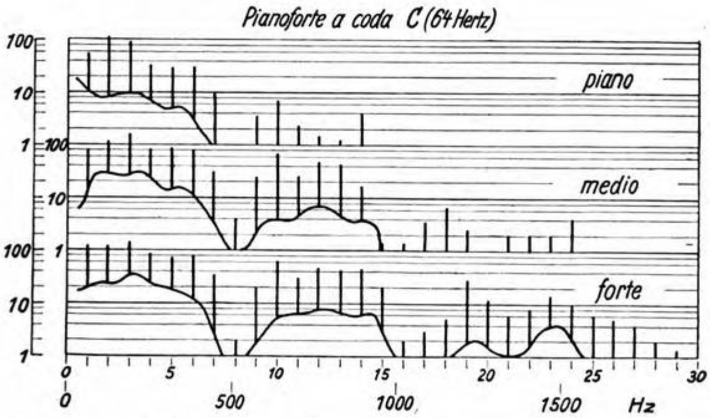


Fig. 2. — Effetti della forza del tocco sullo spettro di una medesima nota, prodotta da un pianoforte a coda.

dalle sue armoniche, sussiste ancora uno spettro continuo, relativo al rumore causato dall'urto.

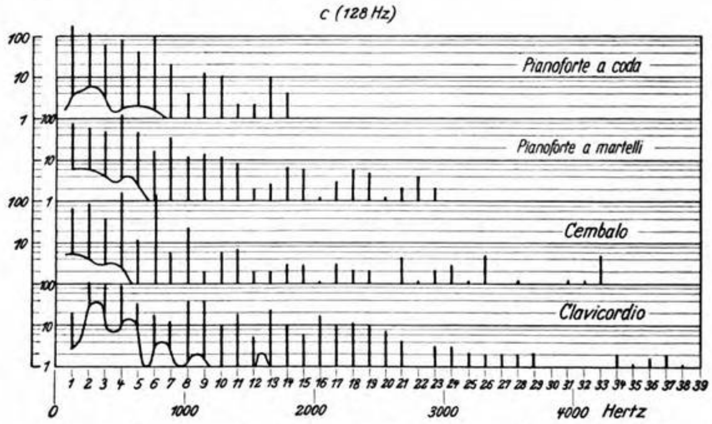


Fig. 3. — Confronto fra gli spettri di una medesima nota, prodotta da strumenti a corda di epoche diverse.

La fig. 2 mostra l'influenza della forza del tocco sullo spettro della nota prodotta; più forte è il tocco, e più ampie ed alte sono le armoniche che ne nascono.

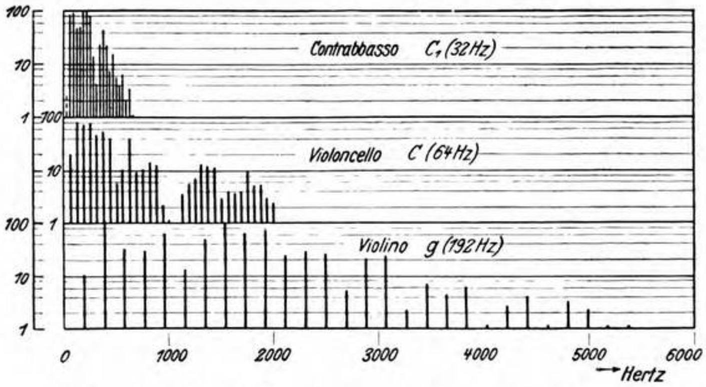


Fig. 4. — Spettri di note emesse da strumenti ad arco.

La fig. 3 mostra un confronto tra diversi strumenti a corda di diverse epoche. Lo spettro più in alto riguarda un moderno pianoforte a coda, il secondo un pianoforte a martelli del tempo di Beethoven, il terzo un cembalo dell'anno 1600 ed il quarto un clavicordio dell'anno 1700. Le corde di questi vecchi strumenti danno un suono fortemente metallico, che contiene molte armoniche.

La fig. 4 rappresenta gli spettri di strumenti ad arco: in alto il contrabbasso, in mezzo il violoncello ed in basso il violino.

La fig. 5 rappresenta gli spettri di strumenti a fiato: tuba, trombone, corno da caccia, sassofono-tenore, sassofono-basso, cornetta.

Nella fig. 6 sono gli spettri di un gran numero di trombe da automobili di differente costruzione. Alcune di esse hanno un rap-

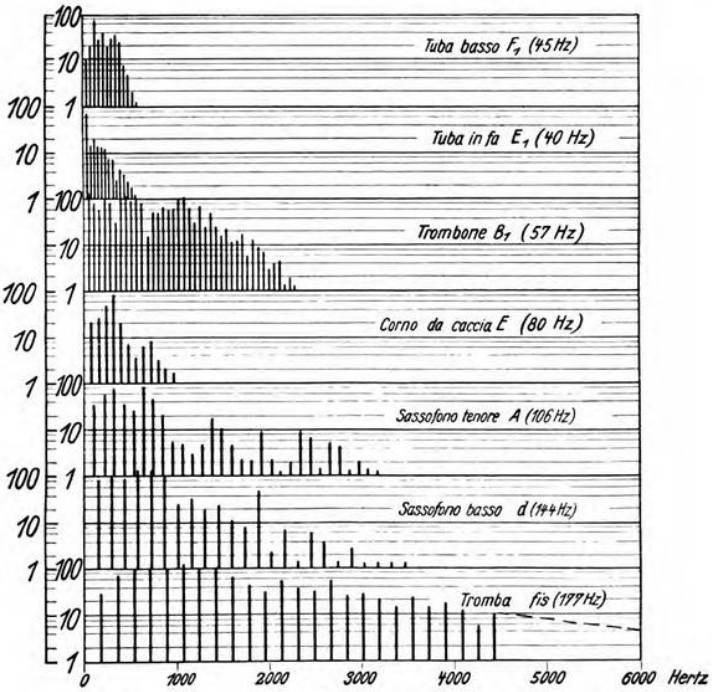


Fig. 5. — Spettri di note emesse da strumenti a fiato.

porto di armoniche non espresso da numeri interi, che dà al suono uno spiacevole carattere acuto.

Anche gli spettri dei rumori sono rilevabili con lo stesso metodo. Questi spettri non presentano una serie di toni distinti, aventi frequenze determinate, ma hanno andamento continuo in una gamma di frequenze più o meno estesa.

La fig. 7 dà lo spettro del rumore delle nacchere. Si vede che in questo spettro sono contenute le alte frequenze fino a 10.000 hertz e più. La fig. 8 mostra lo spettro della consonante *s*, pronunziata acutamente. Esso contiene componenti fino a 14.000 hertz e ciò spiega il fatto ben noto, che la riproduzione al naturale della lettera *s* è particolarmente difficile. La fig. 9 dà lo spettro del rumore prodotto dalla fiamma di un becco Bunsen. Al carattere molle di questo ru-

more corrisponde la presenza di componenti basse particolarmente intense, mentre sono modeste le componenti di frequenza più alta. La fig. 10 rappresenta lo spettro del rumore di un aspiratore elet-

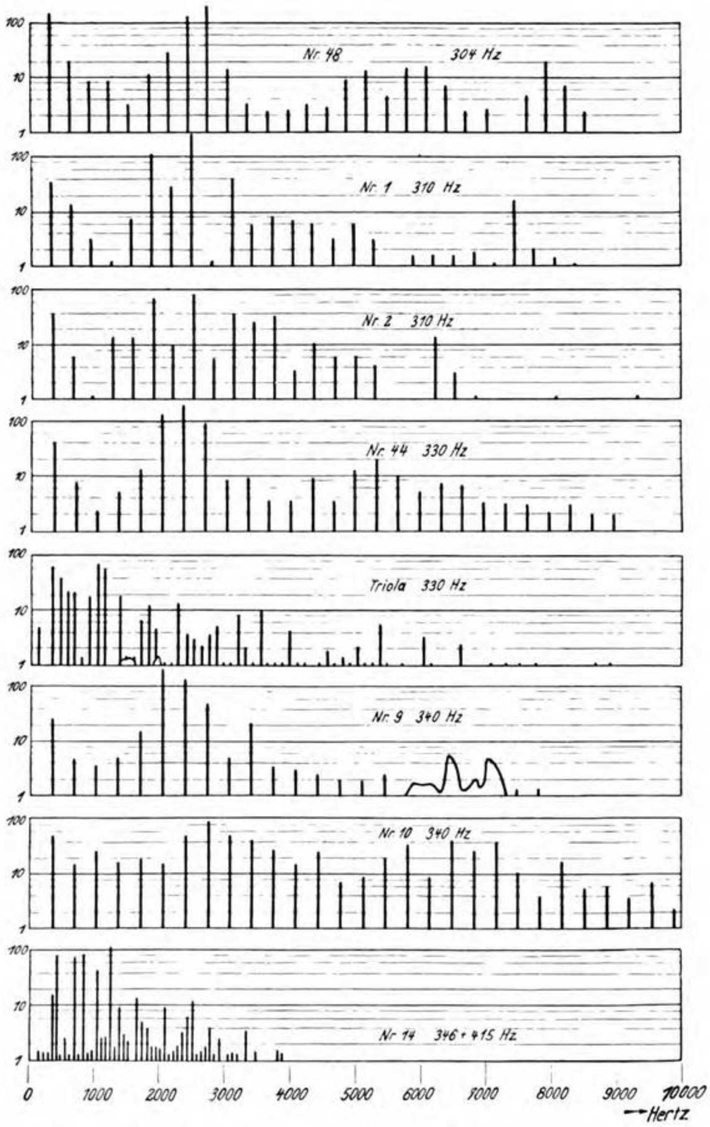
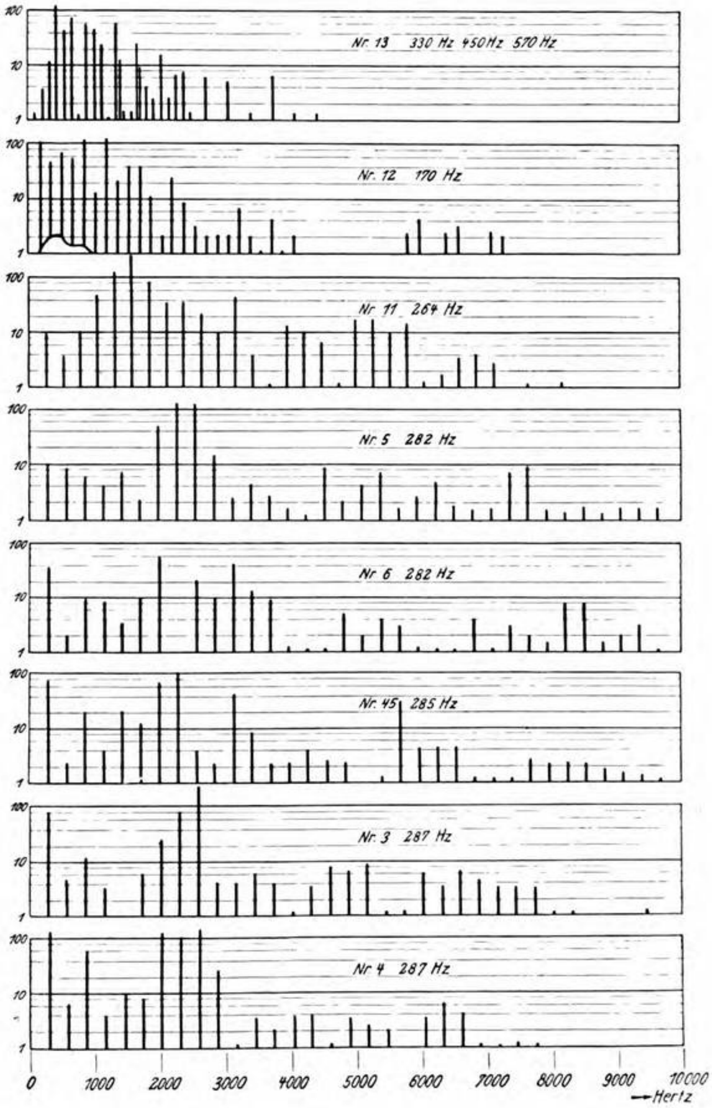


Fig. 6. — Spettri del suono emesso da diversi tipi di trombe per auto-

trico. Esso contiene anche alte frequenze di considerevole intensità e presenta in particolare, presso 2300 hertz, una forte componente, che corrisponde al fischio del motore. In maniera simile sono stati



mobili. (Nelle ordinate 10 parti di scala equivalgono a 1 dine/cm^2).

analizzati i rumori di differenti tipi di ruote dentate e molti altri; ma mi dilungherei troppo se volessi presentare tutti questi spettri.

I risultati così ottenuti dimostrano, che si debbono riprodurre tutte le frequenze tra 30 e 15.000 hertz, se si desidera avere una fedele riproduzione dei diversi suoni e rumori.

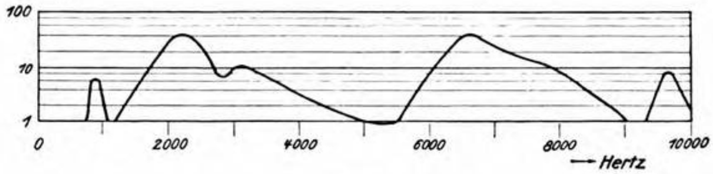


Fig. 7. — Spettro del rumore delle nacchere.

Ho già indicato, che gli apparecchi riproduttori non devono generare alcun tono, che non sussista già nell'originale. Questa condizione è soddisfatta, quando il sistema di riproduzione è lineare, cioè quando il suono riprodotto ha in ogni caso un'ampiezza proporzionale a quella del suono originario. Se questa condizione non è soddisfatta, ogni suono semplice originario viene riprodotto insieme con

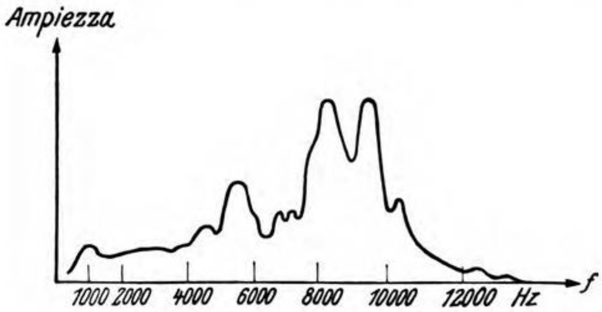


Fig. 8. — Spettro della consonante *s*.

armoniche; e da due o più suoni semplici, agenti contemporaneamente, nascono toni di combinazione di primo, di secondo e di più alto ordine. La non linearità del sistema di riproduzione falsa così lo spettro, e genera una distorsione, che produce sgradevoli effetti.

Per tenere la distorsione entro limiti sopportabili, il sistema non deve essere troppo caricato. Meno sono caricati i singoli apparecchi e più vale, per le singole parti del dispositivo di riproduzione, la legge di proporzionalità tra la forza e l'effetto da essa prodotto, ossia più piccola diviene la distorsione dovuta alla non linearità del sistema.

2. — L'ultima condizione, che precedentemente ho posto, esige che l'impressione soggettiva data dalla riproduzione riesca, per quanto possibile, identica a quella data dall'originale. Ciò è necessario, perchè il nostro orecchio è già di per sè stesso un sistema non lineare.

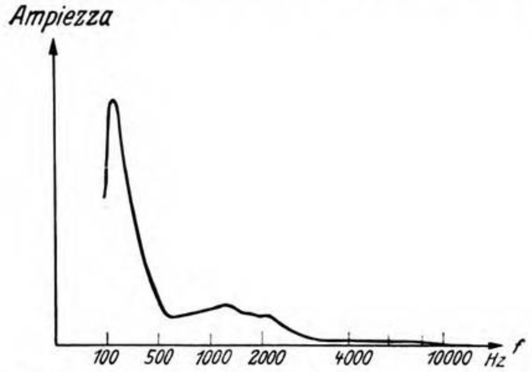


Fig. 9. — Spettro del rumore prodotto dalla fiamma di un becco Bunsen.

Se si rinforzano o si indeboliscono proporzionalmente tutti i toni di un suono composto, l'orecchio rileva, non solo una variazione dell'intensità totale, ma anche una variazione del carattere del suono.



Fig. 10. — Spettro del rumore prodotto da un aspiratore elettrico.

Per questa ragione è importante sapere entro quali limiti varia l'intensità dei suoni da riprodurre, per tenerne conto nel dimensionamento degli apparecchi, che debbono eseguire la riproduzione. Solo negli ultimi tempi sono state compiute ricerche ed eseguite misure a questo riguardo, determinando con la necessaria precisione i valori, variabili entro limiti amplissimi, delle intensità sonore.

L'intensità di un suono si può definire per mezzo del valore efficace della pressione, prodotta dall'onda sonora. Questa pressione si esprime in dine/cm^2, ossia in microbarie. La potenza è proporzionale al quadrato della pressione sonora. La pressione sonora è una misura oggettiva, ma non fornisce alcun indizio immediato circa l'impressione soggettiva fisiologica ricevuta dall'orecchio, perchè la sensibilità dell'orecchio è diversa per le diverse frequenze. Si è quindi stabilito di definire l'impressione fisiologica soggettiva per mezzo del confronto con una nota normale della frequenza di 1000 Hz. Sia P_1

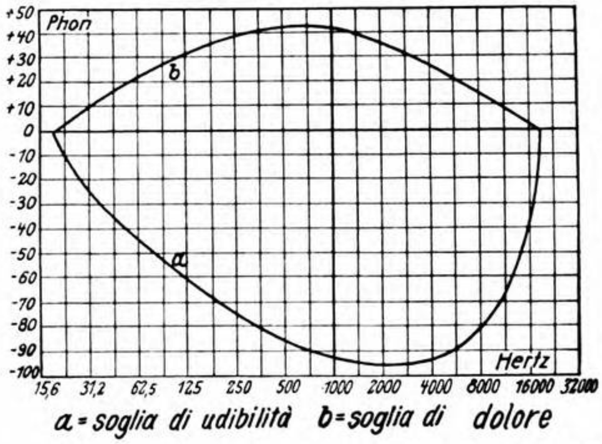


Fig. 11. — Curve limite della così detta « superficie di udibilità ».

la potenza della nota normale, che è sentita fisiologicamente come il suono da analizzarsi, P_0 la potenza del suono normale della più piccola intensità, che sia ancora udibile. Si ammette allora, che l'impressione soggettiva fisiologica L sia esprimibile per mezzo della relazione :

$$L = 10 \log \frac{P_1}{P_0} = 20 \log \frac{p_1}{p_0} .$$

La pressione sonora p_1 corrisponde alla potenza P_1, la pressione p_0 alla potenza P_0. L'unità in cui risulta misurata l'impressione L si chiama in America « decibel » ed in Germania ha ricevuto il nome di « phon », che userò in seguito.

Uno sguardo ai limiti di frequenza e di intensità dei toni udibili dà un'idea dell'estensione della così detta « superficie di udibilità ». Essa è rappresentata in fig. 11. Le ascisse sono le frequenze in hertz e le ordinate le intensità in phon. Poichè qui le intensità sono espresse in scala logaritmica, si può scegliere lo zero arbitrariamente. Nella fig. 11 lo zero corrisponde alla pressione di 1 microbaria. La curva inferiore (a) dà le intensità minime dei toni appena udibili.

Si vede che la sensibilità dell'orecchio è massima per circa 2000 hertz e che per le frequenze minori o maggiori essa diminuisce. La curva superiore (*b*) dà per ogni suono l'intensità che genera dolore nell'orecchio. Tra le curve *a* e *b* giacciono tutti i toni che possono essere uditi senza dolore. Degna di rilievo è l'estensione straordinariamente grande delle sensazioni uditive nei riguardi dell'intensità. Infatti nella parte centrale del diagramma, cioè tra 500 e 3000 hertz, la massima energia è tra 10^{12} e 10^{13} volte la minima, ciò che significa

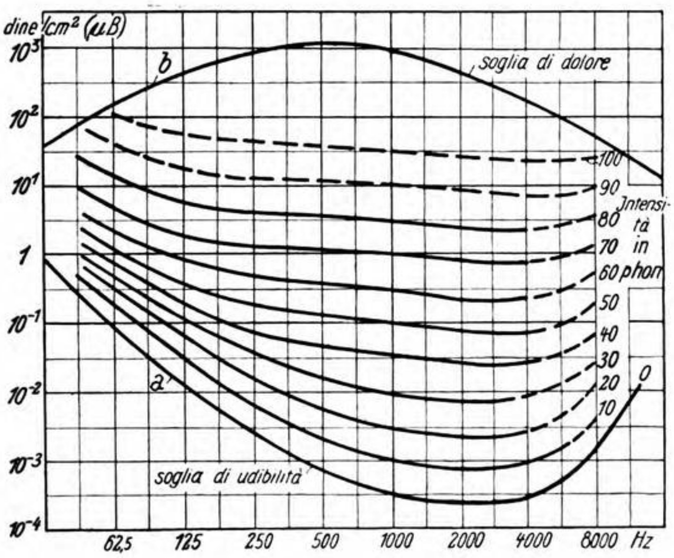


Fig. 12. — Diagrammi di intensità sonora.

che l'energia corrispondente alla massima intensità del suono udibile senza dolore è un bilione di volte la minima, che l'orecchio possa ancora percepire.

Se si disegnano nel piano di udibilità le curve di uguale intensità fisiologica soggettiva, si ricava la fig. 12. La scala sul lato destro dà le intensità soggettive espresse in phon. La curva più bassa corrisponde alla impressione soggettiva zero.

Giova rilevare che nella musica non si utilizza che una modesta parte della estensione della superficie udibile. Il più basso « pianissimo » deve infatti sempre giacere molto al di sopra del limite minimo di udibilità, poichè deve sovrastare al livello dei rumori, che si hanno sempre nella sala, per essere ben percepibile.

Nelle sale di ricezione della stazione radio di Berlino sono state determinate intensità di rumori di 0,03 microbarie; la minima intensità del tono normale di 1000 hertz corrisponde alla pressione sonora di 0,0006 microbarie. Se ne deduce, nel modo esposto, una dif-

ferenza di livello di 34 phon. I più delicati «pianissimo» dovranno essere di circa 6 phon più intensi, e ciò corrisponde ad una pressione sonora di 0,06 microbarie.

La più grande ampiezza della pressione sonora in una sala da concerto con una grande orchestra sinfonica, ammonta a 60 microbarie, corrispondenti a 100 phon nella superficie udibile. Solo eccezionalmente, per esempio nel caso di una grande massa corale accompagnata da grande orchestra, si producono intensità sonore ancora più grandi. Per il più alto valore di 100 phon, la pressione sonora è 1000 volte, e la potenza un milione di volte più grande del valore minimo che si ha con 40 phon. I sistemi per la trasmissione elettrica e la riproduzione di musica devono quindi trasmettere linearmente questa gigantesca gamma di intensità, se si desidera, sotto tutti i rapporti, una naturale riproduzione del suono.

E' chiaro che ciò costituisce un compito tecnico assai difficile. Ne segue anzitutto la domanda: quali limiti di intensità le diverse specie di esecuzioni musicali ed i rumori presentano realmente.

3. — Esistono già misure di intensità eseguite in laboratorio per i diversi strumenti di musica. Isolatamente si sono anche fatte misure di intensità in sale da concerto. Tuttavia questi numeri non for-

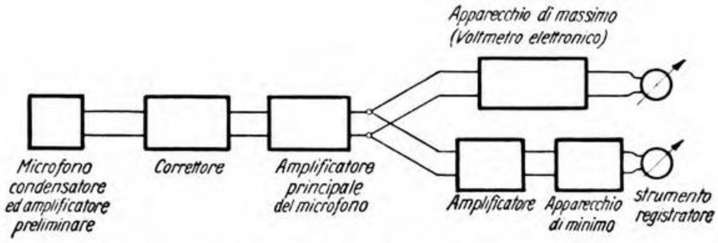


Fig. 13. —Schema del dispositivo per la misura dei massimi e dei minimi di intensità sonora.

niscono ancora elementi di giudizio abbastanza sicuri sulla questione, cioè sui limiti entro cui varia l'intensità sonora per le diverse specie di musica. Quando si avessero a disposizione codesti dati, si potrebbe giudicare fino a qual punto un sistema di riproduzione sonora è in grado di eguagliare, nei riguardi dell'intensità, l'esecuzione originale.

Per risolvere il quesito ho fatto costruire nell'Istituto Heinrich Hertz un dispositivo di misura, che permette di rilevare con continuità la più grande e la più piccola intensità di un dato fenomeno acustico. Desidero spiegare rapidamente questo dispositivo.

La fig. 13 mostra schematicamente le varie parti di esso. Il suono viene ricevuto da un microfono a condensatore ed attraverso ad un circuito, che ne corregge la distorsione, viene condotto ad un amplificatore. All'uscita di esso il circuito di corrente si divide. Il ramo superiore contiene un raddrizzatore ed uno strumento registratore che indica la più grande intensità. Il ramo inferiore serve per la registra-

zione della intensità minima. In esso è inserito un ulteriore amplificatore. Affinchè lo strumento per la registrazione della corrente minima non venga disturbato dalla corrente forte, il raddrizzatore è

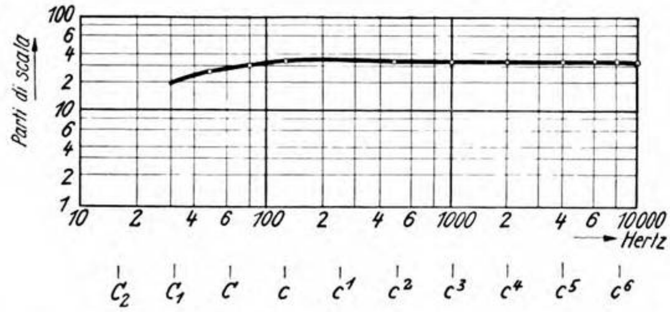


Fig. 14. — Curva di sensibilità dello strumento registratore a massima.

inserito in modo che lo strumento, per corrente zero, dia deviazione massima. Crescendo la corrente, diminuisce la deviazione. L'intensità minima è proporzionale alla differenza fra la massima devia-

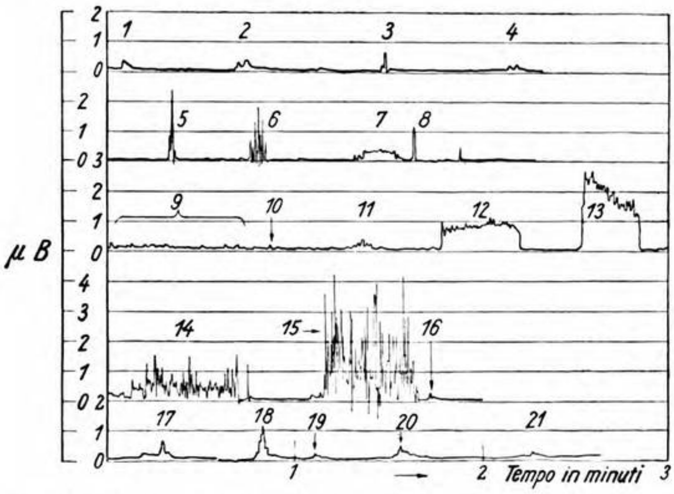


Fig. 15. — Esempio di diagramma di registrazione di rumori vari.

zione effettiva e quella, ancora maggiore, che si ottiene allorchè la corrente è nulla. In questo modo si può accrescere straordinariamente la sensibilità dello strumento, senza temere che sia danneggiato da corrente forte.

Poichè si vuole registrare l'intensità di suoni comunque composti, che possono cioè essere costituiti da note alte e basse insieme, l'apparecchio deve avere una sensibilità costante per tutte le frequenze. Ciò si consegue per mezzo dei già ricordati circuiti correttori di distorsione. La fig. 14 mostra come esempio la curva di sensibilità in funzione della frequenza per lo strumento registrante i massimi; si vede che la sensibilità è costante per tutte le frequenze comprese tra 30 e 10.000 hertz.

Desidero ora mostrare alcuni diagrammi ottenuti col dispositivo descritto. La fig. 15 mostra il diagramma di diversi rumori, rilevati durante un pomeriggio in una stanza di laboratorio dell'Istituto Heinrich Hertz. La stanza dà sulla strada e la finestra ha doppi vetri.

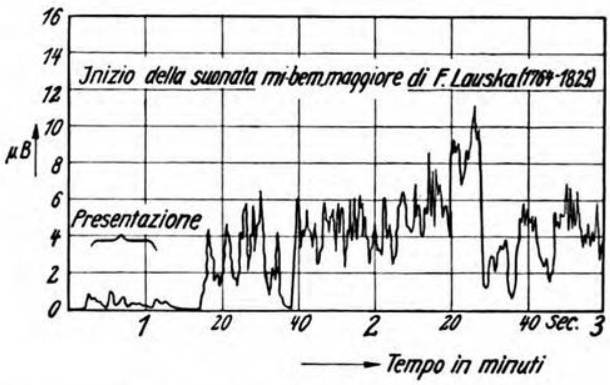


Fig. 16. — Diagramma di intensità (massima) per una suonata al pianoforte.

Essa era chiusa. I numeri riportati sull'asse delle ordinate sono microbarie. Le deviazioni 1, 2, 3 e 4 sono dovute al passaggio di carrozze tranviarie dinanzi alla casa. Questi rumori sono stati sentiti molto debolmente a causa della doppia finestra chiusa. La deviazione 5 è stata provocata dal mio assistente, il quale a tre metri di distanza dal microfono ha tossito leggermente. La deviazione 7 registra un lieve spiegazzamento di carta. La deviazione 8 dipende dalla chiusura di una porta al piano inferiore. La 9 è dovuta ad un sottile getto di acqua, defluente a due metri e mezzo dal microfono; la 12 a un getto d'acqua di media grandezza e la 13 al getto pieno col rubinetto completamente aperto. La 14 registra una conversazione di tono normale che si svolge nella stanza contigua con l'uscio aperto. La 15 registra un'analoga conversazione, fatta a tre metri di distanza dal microfono. Le 17, 18, 20 e 21 segnano i passaggi di carrozze tranviarie e la 19 quello di un carro a cavalli.

Per le ricerche su esecuzioni musicali ci siamo adattati alle condizioni pratiche; quali sono attuate ad esempio nel caso della ri-

cezione, mediante un microfono, di programmi da trasmettersi per radio.

La maggior parte delle misure sono state eseguite nel locale di emissione della stazione radio di Berlino e, quasi senza eccezione, durante normali trasmissioni. Alcune misure sono state condotte nei locali della Scuola superiore di Stato per la musica. Il microfono del nostro apparato di misura fu posto direttamente accanto al microfono della stazione di emissione. I tecnici della radiofonia hanno determinato, con lunghi anni di pratica, quale sia il collocamento degli artisti e degli strumenti da attuarsi, affinchè nel luogo dove è posto

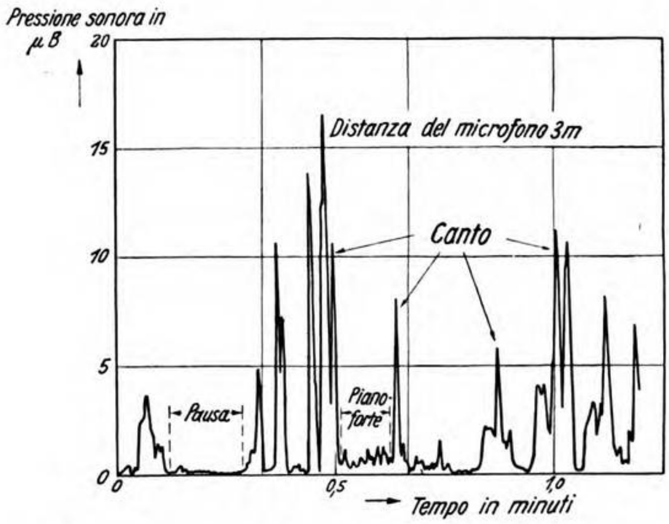


Fig. 17. — Diagramma di intensità (massima) durante un pezzo per canto e pianoforte.

il microfono risulti un insieme armonico, capace di determinare favorevoli impressioni soggettive da parte dei diversi strumenti e delle voci. Noi abbiamo sfruttato questa esperienza per esser certi che i risultati delle nostre misure fossero suscettibili di diretta applicazione.

La fig. 16 mostra il diagramma delle intensità di una esecuzione al pianoforte. Il diagramma comincia con le parole del presentatore; qui l'intensità raggiunge appena 1 microbaria. Poi si ha il suono del pianoforte. L'intensità varia tra 0,06 e 11 microbarie.

La fig. 17 mostra il diagramma delle intensità del canto di un soprano con accompagnamento di pianoforte. Le punte del diagramma corrispondono alla voce del soprano, mentre l'accompagnamento del pianoforte conserva intensità assai moderata.

La fig. 18 è il diagramma delle intensità del cembalo. Viene suonata la « suite » inglese in la minore di Bach. Questa registra-

zione è stata eseguita, contrariamente alle precedenti, con l'indicatore di minimo, perchè l'intensità del cembalo è sempre relativamente modesta. Il diagramma è compreso tra 0,06 e 1,8 microbarie. Prima dell'inizio del pezzo di musica, il diagramma registra anche

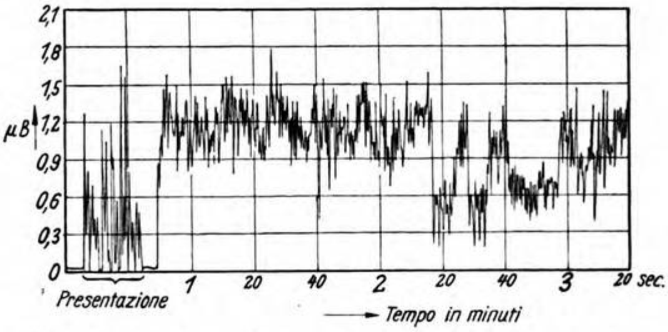


Fig. 18. — Diagramma di intensità (minima) per una esecuzione al cembalo.

in questo caso la voce del presentatore, in una scala, questa volta, fortemente ingrandita, per effetto della più alta sensibilità dello strumento di minimo. E' degna di rilievo la grande uniformità delle intensità del cembalo. Si definisce « dinamica » di uno strumento

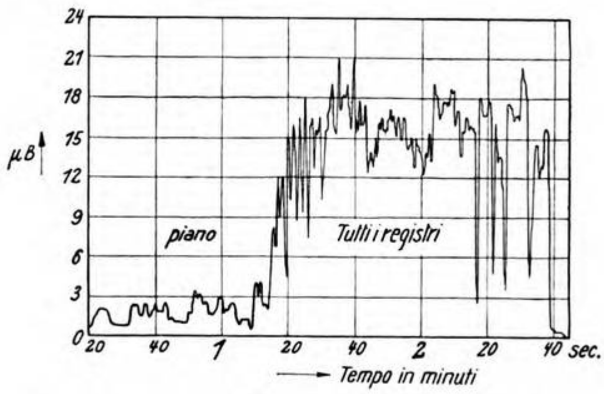


Fig. 19. — Diagramma di intensità (massima) per una esecuzione all'organo.

musicale o di un pezzo di musica il rapporto fra la più grande intensità e la più piccola. Il cembalo ha, tra tutti gli strumenti esaminati, la più piccola dinamica.

La fig. 19 mostra il diagramma delle intensità dell'organo, ricevuto coll'indicatore di massimo. In principio è stato suonato, per

circa un minuto, molto piano e l'intensità non ha sorpassato 3 microbarie. Poi l'artista ha messo in funzione tutti i registri e l'in-

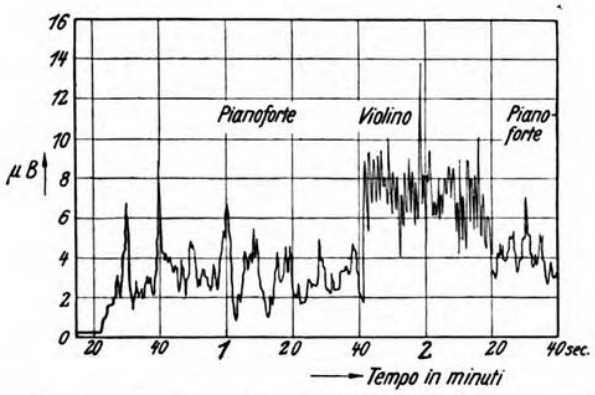


Fig. 20. — Diagramma di intensità (massima) durante una sonata per pianoforte e violino.

tensità è salita fino a 21 microbarie. L'intensità conserva in questo caso alti valori e si ha la sensazione che il suono riempia completamente l'ambiente.

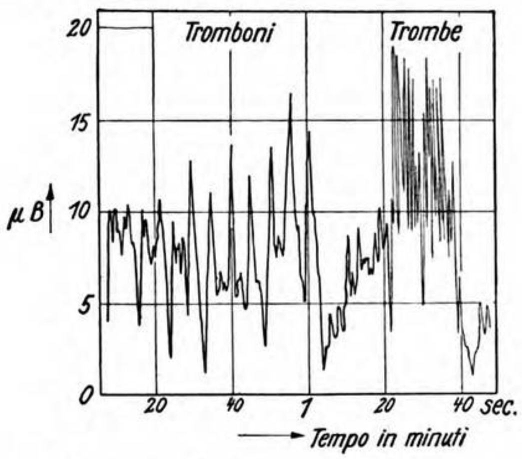


Fig. 21. — Diagramma di intensità (massima) per una esecuzione da parte di orchestra di strumenti a fiato (25 esecutori).

La fig. 20 mostra un pezzo per pianoforte e violino. Si tratta della sonata in sol maggiore, opera 96 di Beethoven. La parte indicata nel diagramma si riferisce ad un tratto in cui il violino ha la prevalenza. L'intensità del pianoforte rimane, in quel tratto, com-

presa tra 2 e 5 microbarie, mentre l'intensità del violino giunge nel massimo fino a 14 microbarie. Si riconosce altresì dal diagramma, che le note del pianoforte durano un tempo più lungo, mentre quelle del violino sono corte e si susseguono velocemente.

La fig. 21 mostra un diagramma delle intensità nel caso di un'orchestra di strumenti a fiato composta di venticinque esecutori. E' rappresentata una parte dello spartito, con trombe e tromboni. Si riconoscono benissimo i singoli colpi dei tromboni, mentre il

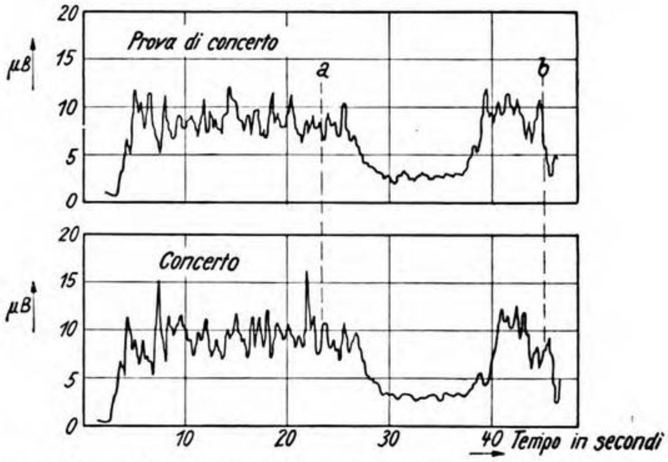


Fig. 22. — Diagrammi di intensità (massima) durante le prove e durante l'effettiva esecuzione di un concerto.

suono delle trombe è caratterizzato da un rapido susseguirsi di toni brevi. In questo pezzo l'intensità sonora varia tra 0,13 e 44 microbarie.

La fig. 22 riguarda una piccola orchestra di sette persone, che esegue il concerto brandeburghese di Bach. I diagrammi sono degni di speciale rilievo, perchè mostrano bene con quale precisione si possano registrare le esecuzioni. Il diagramma superiore è stato preso durante una prova, quello inferiore durante il concerto. Il carattere generale delle due ricezioni è esattamente il medesimo. Si hanno tuttavia piccole differenze, perchè gli uomini non sono macchine e non si può pretendere una matematica identità dall'insieme di sette esecutori, che ripetono il medesimo pezzo.

Ho rappresentato la parte del diagramma, compresa fra *a* e *b* in fig. 22, nella nuova fig. 23 ed in iscala ingrandita. In essa sono pure riportate le note per due voci dello spartito. In alto per la viola da braccio, al di sotto per il contrabbasso ed il cembalo. Si vede distintamente, come al principio ed alla fine si innalzi l'intensità per effetto dell'entrata in azione del contrabbasso e del cembalo. La fig. 24 mostra, per il medesimo concerto di musica da camera, la pianta della sala ed il collocamento degli strumenti mu-

sicali e del microfono. Anche in tutte le altre prove di registrazione sono stati rilevati i disegni delle sale di concerto e la posizione del microfono e degli strumenti di musica.

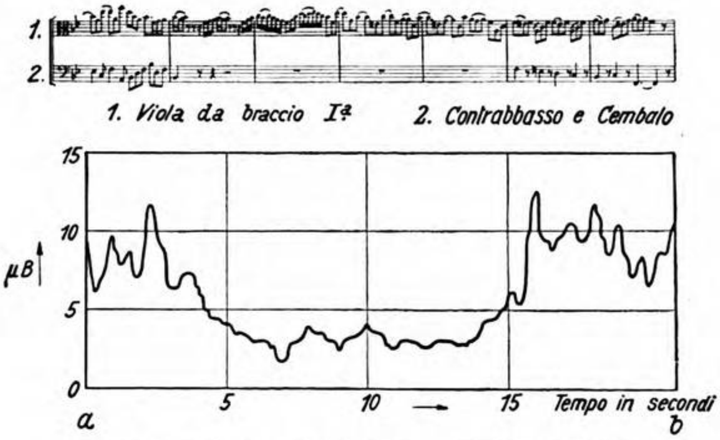


Fig. 23. — Confronto fra diagramma d'intensità e spartito.

La fig. 25 si riferisce ad una esecuzione dell'ottava sinfonia di Bruckner, suonata nella Scuola superiore di Stato per la musica da

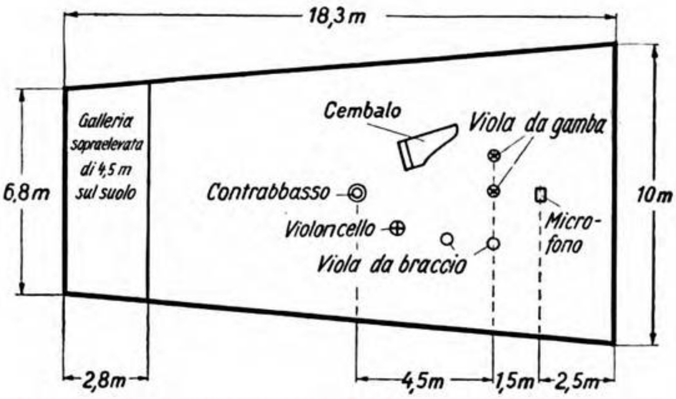


Fig. 24. — Disposizione in pianta degli strumenti e del microfono per il concerto di musica da camera.

una grande orchestra di 130 esecutori. E' riprodotto il diagramma del finale insieme con il relativo spartito. Si possono molto bene identificare le singole battute con le punte del diagramma. E dopo il finale risulta registrato l'applauso. Esso rallenta, quando il mae-

stro si allontana la prima volta, e raggiunge un nuovo massimo, quando il maestro si ripresenta.

4. — I disegni qui riprodotti sono solo una piccolissima parte del materiale molto vasto, che è stato raccolto con i procedimenti descritti. Si può rilevare, contrariamente al prevedibile, che l'individualità dell'artista produce nel diagramma di intensità una variazione entro limiti che, per esecuzioni musicali omogenee, sono in-

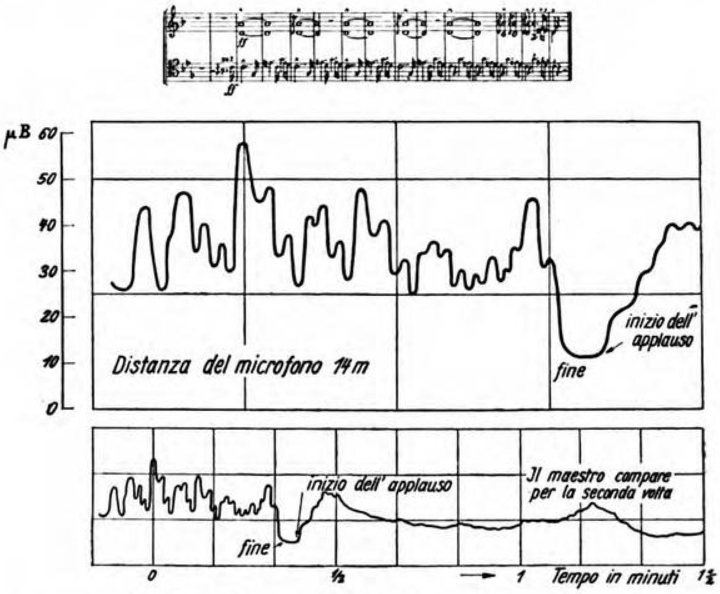


Fig. 25. — Finale dell'ottava sinfonia di Bruckner a piena orchestra (130 esecutori).

feriori a quelli che si sarebbero potuti supporre. Ciò è confermato dalle seguenti tabelle.

La tabella I contiene nella parte più alta i risultati di prove eseguite su diversi strumenti suonati isolatamente: contrabbasso, organo, xilofono e cembalo. I numeri della prima colonna danno la distanza del microfono dallo strumento; seguono la pressione massima p_{max}, la pressione sonora minima p_{min} ed infine il rapporto fra queste due pressioni, il quale dà la massima « dinamica » D_{max}. Sono riportati in seguito i risultati di misure compiute su esecuzioni al pianoforte; poi quelli relativi ad un quartetto, un trio ed una suonata per pianoforte e violino. Nei risultati ottenuti nel caso di pezzi per canto (soprano) e pianoforte sorprende la grande uniformità dei valori ricavati per la p_{max}, quantunque si tratti di esecuzioni da parte di quattro diverse cantanti. Gli ultimi dati si riferiscono al canto corale.

TABELLA I.

N.°	Specie della rappresentazione	Distanza del microfono m	p_{max}	p_{min}	D_{max}
1	Contrabbasso	6	4,8	0,04	120
2	Organo	25	21,0	0,30	70
3	Xilofono	25	1,2	0,06	20
4	Cembalo	4	1,8	0,06	30
5a	Pezzi per pianoforte	3	26,0	0,20	130
b	» » »	6	13,8	0,06	230
c	» » » (artisti famosi)	7	16,8	0,10	168
6	Quartetto ad arco	2,5	16,8	0,12	140
7	Trio (pianoforte a coda, violoncello, violino)	7; 2; 1,5	16,9	0,12	140
8	Suonata in sol maggiore di Beethoven (violino, pianoforte a coda)	2; 6	13,8	0,06	160
9a	Canto (soprano, pianoforte a coda)	1; 6	25,4	0,08	212
b	Canto (soprano, pianoforte)	2; 5	24,0	0,30	80
c	Canto (soprano e contralto, cembalo)	4; 3	24,2	0,12	182
d	Canto (soprano, pianoforte)	2; 5	25,0	0,20	125
10a	Coro di uomini (38 persone)	—	6,8	0,15	45
b	» » » (40 persone)	—	22,0	0,20	110
c	Coro nella cattedrale (10 uomini, 28 ragazzi)	—	23,0	0,10	230

La tabella II contiene i risultati ottenuti nel caso di orchestre di diversa importanza e composizione. Anche qui si rileva che per orchestre della stessa specie e con ugual numero di esecutori si ottengono indicazioni fra loro molto concordi tanto per l'intensità dei pianissimo quanto per quella dei fortissimo. Non posso addentrarmi nei particolari per non stancare l'uditorio; voglio soltanto fermare l'attenzione sull'ultima riga della tabella, che riguarda un caso estremo. Si tratta di un gran concerto con 5 solisti, 110 professori d'orchestra e 250 cantanti: un totale quindi di 365 persone. In questo caso il fortissimo raggiungeva la massima intensità sonora finora osservata, cioè 150 microbarie a diciotto metri di distanza dal direttore, il che corrisponde anche ad una impressione soggettiva di 108 phon. Per confronto posso citare che questa impressione soggettiva è sei volte maggiore di quella del ruggito del leone, che abbiamo recentemente misurato nel giardino zoologico di Berlino.

Riporto infine anche alcuni risultati di misure d'intensità sonore eseguite su musica riprodotta da dischi di grammofono. Poichè la grandezza assoluta dell'intensità sonora, nel caso di musica riprodotta

TABELLA II.

N.º	Specie della rappresentazione	N.º degli esecutori	Sala	p_{max}	p_{min}	D_{max}
1*a*	Orchestra da ballo A ...	9	3*a*	26	0,20	130
b	» » » B ...	14	»	38	0,80	48
2*a*	Musica comune, orch. A	6	3*a*	10,4	0,15	70
b	» » » B	16	»	10,4	0,12	87
c	» » » C	14	»	20,6	0,08	235
d	» » » D	21	»	20,0	0,08	250
e	» » » E	31	»	30,5	0,06	233
f	» » » F	34	»	42,0	0,40	105
3	Orchestra di mandolini.	40	2	9,1	0,08	114
4*a*	Piccola orch. A (Concerto brandeburghese di J. S. Bach)	7	3*a*	18,7	0,05	374
b	Piccola orch. B.........	12	»	16,2	0,12	135
c	» » C (Balletto)	20	»	22,0	0,25	88
5	Orch. di strumenti a fiato.	25	—	44,2	0,13	340
6*a*	Grande orch. A	55	3	24	0,06	238
b	» » B	58	»	34	0,09	278
c	» » C (Sinfonia)	130	—	58	0,40	145
7	Coro (250 persone), 5 solisti e grande orchestra (110 professori)	365	—	150	0,50	300

dal grammofono, può variare con la posizione dell'altoparlante e col grado di amplificazione usato, non riporto i valori assoluti, ma solo i rapporti tra le massime e le minime intensità, ossia i valori della « dinamica ». La dinamica di musica di dischi grammofonici è notoriamente molto più piccola di quella della musica naturale, perchè gli abituali apparecchi grammofonici non sarebbero capaci di riprodurre le grandi differenze d'intensità della musica originaria senza introdurre gravi distorsioni.

La tabella III offre di ciò evidente conferma. Le prime cinque righe indicano i valori medi, da noi rilevati su gran numero di dischi grammofonici normali. Per musica da ballo e per marce, la dinamica resta compresa tra 12 e 20. Per musica d'orchestra arriva fino a 60, per orchestra con parti a solo fino a 100. Quando si saranno opportunamente migliorati gli apparecchi di riproduzione, anche la dinamica della musica grammofonica potrà salire a valori maggiori. Il più alto di questi valori, finora rilevato, lo si è avuto per un'aria cantata da Caruso e riprodotta su un disco « Electrola ».

TABELLA III.

DINAMICA DI ESECUZIONI MUSICALI, RIPRODOTTE MEDIANTE DISCHI GRAMMOFONICI.

Medie.

1. Musica da danza e marce	12 fino a 20
2. Sassofono (solo)	13 fino a 14
3. Pianoforte (duetto)	40 fino a 50
4. Orchestra	60
5. Orchestra e solisti	80 fino a 100

Particolari.

Orchestra (Danza di Salomè, Electrola EJ 276)	130
Tenore (Caruso, Electrola DB 144)	160

5. — I risultati delle ricerche, su cui ho avuto l'onore di riferire sono rimarchevoli sotto parecchi aspetti. Essi forniscono dati quantitativi sui valori assoluti della pressione sonora, che sono da attendersi nelle sale da concerto e in grandi e piccoli locali di trasmissione per radio durante i diversi tipi di esecuzioni musicali. Essi mostrano inoltre, entro quali limiti varia la pressione sonora tra i pianissimo ed i fortissimo, e danno così, mediante il rapporto tra la massima e la minima pressione sonora, il valore numerico di ciò che in musica si chiama « dinamica ».

Se si conoscono i valori assoluti della pressione sonora e della dinamica, si può giudicare quale potenza debba avere un apparecchio riproduttore del suono, affinchè la distorsione si mantenga entro limiti sopportabili. Inversamente si può, per esempio, nel caso di un altoparlante ad amplificatore di data potenza, dedurre quali pezzi di musica possono essere riprodotti senza eccessiva distorsione, e quali pezzi invece esorbitano dai limiti di potenza dell'apparecchio.

Il significato delle nostre ricerche non si esaurisce tuttavia nella risoluzione di questo problema tecnico. Il metodo esposto per il tracciamento dei diagrammi d'intensità sonora può essere usato anche per puri studi musicali. Come è noto, ogni buon esecutore ha la sua particolare interpretazione e quindi anche la sua particolare dinamica nei riguardi di un determinato pezzo di musica. Noi sentiamo questa interpretazione ascoltando l'esecuzione; ce ne compiacciamo; riteniamo anche qualcosa nella memoria; ma eravamo finora incapaci di fissare e di precisare al riguardo qualche dato quantitativo. Le riproduzioni di dischi grammofonici, come si è constatato, sono, in quanto alla dinamica, grossolanamente falsate. Per mezzo del rilievo di un diagramma d'intensità, siamo capaci di fissare, pel futuro, tutte le finezze della dinamica. Si possono ora registrare e conservare i diagrammi relativi a maestri celebri; così che più tardi, anche molto tempo dopo la loro scomparsa, si potrà con precisione dire, come essi suonassero. Si potranno altresì effettuare confronti con altri maestri, e giudicare su elementi concreti se il gusto del pubblico abbia cambiato indirizzo nel volgere dei tempi.

Con questo sguardo nel futuro mi si conceda di por fine alla mia esposizione, mentre ringrazio i miei ascoltatori per la benevola attenzione prestatami.

SULLA RIPRODUZIONE FEDELE DEI SUONI

PETER CAPORALE e ROLAND DI SABATINO

Accennato brevemente allo stato attuale della tecnica della riproduzione dei suoni mediante apparecchi elettrici, ed alle difficoltà che si incontrano per ottenere una riproduzione fedele, è descritta un'apparecchiatura, che si ritiene consenta notevoli progressi nella qualità della riproduzione, in confronto con i sistemi oggi più generalmente usati.

Quest'apparecchiatura è composta da un microfono a nastro, di tipo perfezionato, la cui caratteristica di riproduzione, già sensibilmente piana entro una vasta gamma di frequenze (10^2 a 10^4 Hz) è ulteriormente corretta mediante circuiti compensatori, da un amplificatore particolarmente studiato per avere amplificazione costante alle varie frequenze e per evitare le distorsioni dovute alla curvatura delle caratteristiche dei tubi, e da due altoparlanti, uno a cono vibrante (elettrodinamico) ed uno a nastro con tromba di diffusione, destinati a riprodurre due distinte porzioni della gamma acustica ed alimentati dall'amplificatore attraverso due filtri, rispettivamente passa-basso e passa-alto.

1. - Sistemi usati attualmente.

I problemi che si presentano nella trattazione generale della riproduzione dei suoni variano a seconda dello scopo della riproduzione stessa. Per esempio, nella radio e nel grammofono le considerazioni di « qualità » del suono sono notevolmente influenzate sia da limitazioni economiche, sia dalla selettività, sia dalla presenza di rumori di fondo (dovuti a disturbi atmosferici, a interferenza fra stazioni di frequenze vicine, a disturbi dovuti ad « agitazione termica », e via dicendo), sia infine da altre limitazioni tecniche. Per contro, nel campo della cinematografia sonora, l'esigenza di una buona intelligibilità soverchia l'importanza delle considerazioni economiche, e impone di tendere ad un ulteriore perfezionamento tecnico degli apparecchi. Sotto quest'ultimo punto di vista sono più particolarmente studiate le apparecchiature descritte in questa nota.

La caratteristica di frequenza di un impianto ordinario per cinematografia sonora raramente si estende oltre i 5000 hertz, chè anzi questo limite si raggiunge soltanto con i migliori apparecchi. I fattori che determinano il limite superiore della caratteristica globale di frequenza sono: 1) la caratteristica di frequenza degli amplificatori; 2) la caratteristica del registratore (ottico o ad incisione); 3) le caratteristiche meccaniche della pellicola (finezza della grana), o del disco; 4) le caratteristiche della presa (*pick-up*) elettromagnetica od a cellula fotoelettrica; finalmente 5) le caratteristiche degli altoparlanti. La qualità della riproduzione dipende non solo dall'estensione

della gamma di frequenze, ma anche dall'uniformità e dall'andamento generale della caratteristica di frequenza.

Negli apparecchi commerciali, che fanno uso di microfoni elettrostatici, vi è distorsione di frequenza dovuta al microfono stesso.

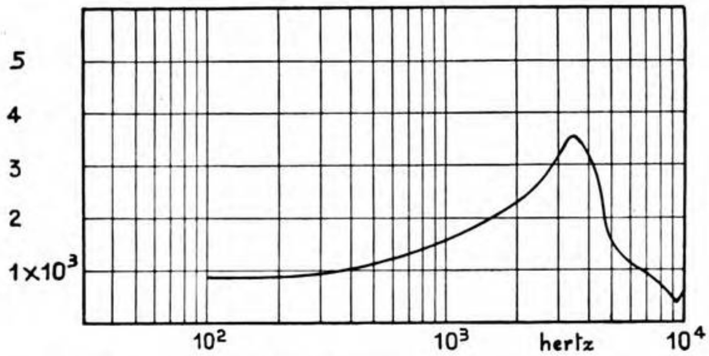


Fig. 1 *a*. — Caratteristica « ad onda libera » di un microfono elettrostatico (ordinate in microvolt/baria).

La fig. 1 *a* mostra la tensione a vuoto (in funzione della frequenza) sviluppata da un microfono a condensatore, quando è immerso in un campo sonoro, in cui il valore efficace della variazione di pressione sia costante. Tale curva si chiama taratura « ad onda libera », e include la distorsione del campo sonoro dovuta al microfono. La non

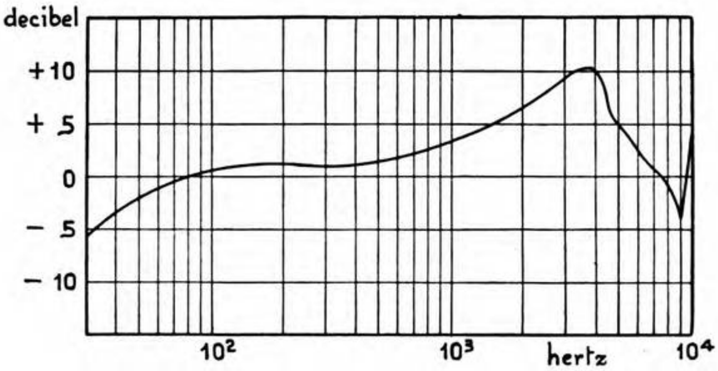


Fig. 1 *b*. — Caratteristica di efficienza « ad onda libera » di un microfono elettrostatico con circuito relativo.

uniformità della curva è causata principalmente: 1) dall'aumento di pressione al diaframma del microfono, dovuto alla riflessione del suono; 2) dalla risonanza della cavità anteriore del microfono; 3) dalla risonanza del diaframma. Tale distorsione di frequenza si traduce in

un rafforzamento anormale dei suoni aventi frequenze nelle vicinanze di 3000 hertz. Ciò si riscontra in generale nella riproduzione, che si ha attualmente con la radiodiffusione e con le pellicole sonore; e si riconosce dal caratteristico suono « nasale » quando si faccia il confronto con una riproduzione ottenuta per mezzo di sistemi aventi caratteristiche uniformi. La curva realmente ottenuta da un microfono elettrostatico, quando è usato nel circuito adatto, è deficiente per le frequenze basse (fig. 1 *b*) a causa dell'alto valore della reattanza capacitiva del microfono che diventa paragonabile a quello dell'impedenza di entrata dell'amplificatore; questa, per le basse frequenze, è principalmente rappresentata dalla resistenza di circa 10^7 ohm posta tra griglia e filamento del primo tubo.

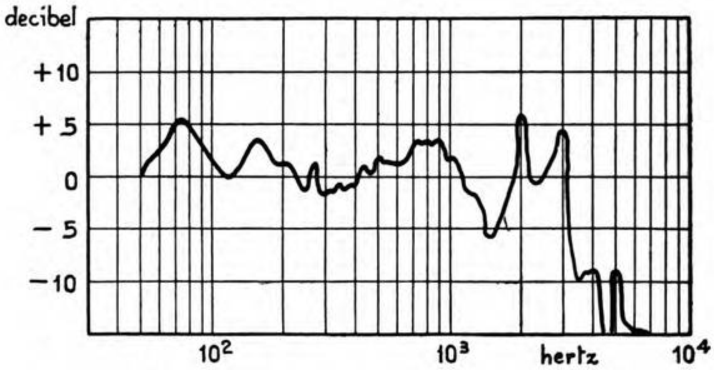


Fig. 2. — Caratteristica « ad onda libera » di un altoparlante elettrodinamico, rilevata con microfono a nastro.

Anche l'altoparlante fornisce generalmente una caratteristica di frequenza non uniforme (1). Se ne ha un esempio nella fig. 2, che rappresenta la taratura « ad onda libera » (2) di un ottimo altoparlante.

Importantissima per quanto riguarda la « qualità » di riproduzione è la distorsione di ampiezza causata dai varî componenti del sistema. Questa forma di distorsione esiste in grado più o meno notevole in qualsiasi apparecchio: nel microfono (in quantità trascurabile), nei trasformatori, nelle valvole (e circuiti associati), negli altoparlanti, nelle cellule fotoelettriche, nelle prese (*pick-up*), nei dischi, negli incisori, e via dicendo. La distorsione di ampiezza è particolarmente

(1) Si ammette, che la condizione ideale sia quella in cui l'amplificazione è indipendente dalla frequenza. Questa condizione presuppone che si tenga conto globalmente di tutti i fattori variabili e che tutte le condizioni esterne al sistema non cambino. Nella riproduzione di una orchestra, per esempio, si dovrebbe anche tener conto delle condizioni acustiche dell'ambiente.

(2) Taratura « ad onda libera »: cioè tale che l'onda sonora (dall'altoparlante) non venga influenzata dal sistema di ripresa (il microfono), nè dall'ambiente.

dannosa alla buona riproduzione, in quanto che altera la forma d'onda, e dà quindi nei suoni alterazioni molto spiacevoli all'orecchio. Attualmente si considera come avente il limite tollerabile di distorsione un apparecchio, che introduca (in un segnale avente forma sinusoidale) un insieme di armoniche il cui valore efficace complessivo non superi il 5 % della fondamentale. Questo limite, oltre ad essere abbastanza arbitrario, è basato sull'ipotesi che le armoniche di ordine più alto siano introdotte in quantità minore; condizione che non si verifica sempre. In molti casi le seconde armoniche introdotte da stadi successivi di amplificazione nel complesso si eliminano. Di più, in certi casi, oltre alle armoniche della fondamentale (del segnale) vengono introdotte le somme e le differenze di frequenza delle varie componenti del segnale primitivo. Per esempio se un segnale della forma :

$$e = E_1 \cos \omega_1 t + E_2 \cos \omega_2 t$$

viene immesso in un amplificatore, non solo le frequenze $2\,\omega_1/(2\,\pi)$, $3\,\omega_1/(2\,\pi)$,..., $2\,\omega_2/(2\,\pi)$, $3\,\omega_2/(2\,\pi)$,... possono essere introdotte, ma anche $(\omega_1 + \omega_2)/(2\,\pi)$, $(\omega_1 - \omega_2)/(2\,\pi)$; e queste ultime possono avere un valore superiore alle prime. Il limite del 5 % non è, dunque, nè

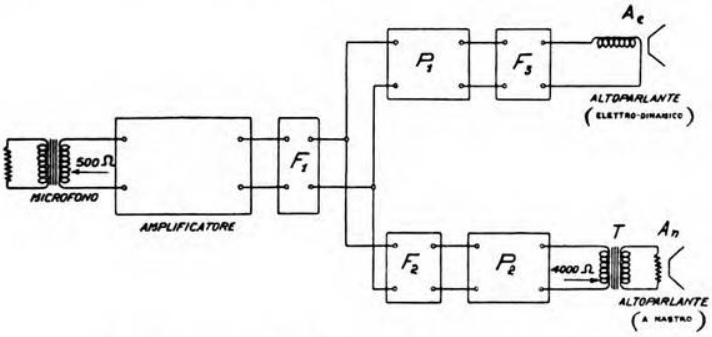


Fig. 3. — Schema di impianto di « alta qualità » per la riproduzione dei suoni.

fisso, nè sempre un'indicazione sufficiente della qualità di riproduzione. Il limite di distorsione tollerabile varia, inoltre, con la estensione della caratteristica di frequenza dell'apparecchio: più grande è la gamma delle frequenze riproducibili, meno è tollerabile una data distorsione.

Vi sono presentemente due differenti opinioni riguardo al progresso nell'arte della riproduzione dei suoni. Una sostiene la tesi della « fedeltà », cioè che il problema del tecnico è quello di dare una riproduzione assolutamente fedele al suo originale. L'altra vorrebbe, invece, far uso delle proprietà degli apparecchi esistenti per ottenere nuovi mezzi di espressione. Non è scopo di quest'articolo di discutere, quale sia il migliore fra i due punti di vista. Certamente il primo è molto più suscettibile del secondo di analisi e di investigazioni esatte.

2. - Descrizione di un sistema di « alta qualità ».

Si vuole ora descrivere un moderno sistema completo (fig. 3) di riproduzione, avente eccezionali caratteristiche di qualità. Ogni parte del sistema fu progettata con particolare attenzione e con grande cura; le varie parti costitutive sono perciò descritte separatamente.

Microfono. — Per evitare gli svantaggi del microfono a condensatore (fig. 1 *a*, 1 *b*) si è usato un microfono « a nastro ». In esso il suono fa vibrare un sottile nastro di alluminio posto fra i poli di un magnete. A causa di tale vibrazione, si induce nel nastro una forza elettromotrice che, attraverso un trasformatore, viene applicata ad un adatto amplificatore ([3]). Il nastro è molto flessibile ed estremamente leggero: esso segue perciò i movimenti delle particelle del mezzo (aria), alla cui velocità istantanea è proporzionale la f. e. m. indotta. Con un sistema magnetico ben progettato si può ottenere una struttura meccanica, che non altera apprezzabilmente il campo sonoro, come avviene nel tipo di microfono a condensatore. Poichè il nastro segue il mo-

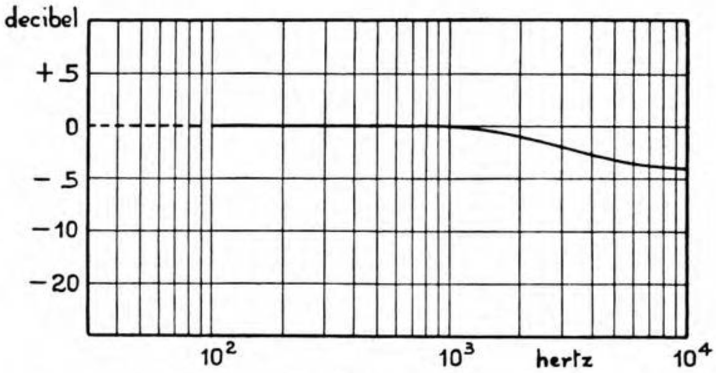


Fig. 4. — Caratteristica « ad onda libera » di un microfono a nastro.

vimento dell'aria, non vi è riflessione sonora, e per conseguenza non v'è raddoppiamento di pressione. In più, causa la mancanza di cavità, non vi è alcuna risonanza. La frequenza di risonanza propria del nastro è al di sotto del limite inferiore d'udibilità. La fig. 4 mostra la caratteristica di un microfono a nastro: l'abbassamento della curva per frequenze superiori a 1000 hertz è dovuto alla massa ed all'induttanza del nastro. Questo abbassamento ha però un andamento regolare e può facilmente essere compensato nell'amplificatore.

L'impedenza del microfono è dovuta essenzialmente alla resistenza del nastro ed è dell'ordine di 0,2 ohm; è necessario perciò trasformare quest'impedenza ad un valore (per esempio 500 ohm) più adatto per il collegamento con l'amplificatore. In conseguenza di così bassi

([3]) H. F. Olson: J.A.S.A., 1931, III, p. 56.
H. F. Olson: J.S.M.P.E., 1931, XVI, p. 695.
J. Weinberger: Electronics, 1932, III, p. 336.

valori di impedenza è evitata la necessità di un amplificatore molto vicino al microfono, come occorre per il tipo a condensatore. La sensibilità di un microfono a nastro è circa $5 \cdot 10^{-6}$ volt/baria. Con un rapporto di trasformazione eguale, d'ordinario, a 300, tra il nastro e l'entrata del primo tubo dell'amplificatore, si hanno dunque approssimativamente $1{,}5 \cdot 10^{-3}$ volt/baria nel circuito di griglia del primo tubo. Nel tipo a condensatore, invece, si ottiene circa $1 \cdot 10^{-3}$ volt/baria nel circuito di griglia del primo tubo.

Amplificatore. — L'amplificatore (di cui la fig. 6 mostra lo schema) fa uso di accoppiamento a resistenza-capacità, fuorchè all'entrata ed all'uscita. Esso si differenzia però dallo schema tipico ed usuale per due particolarità, che è interessante segnalare. La prima è l'uso di un circuito di compensazione per correggere la caratteristica del microfono a nastro (fig. 4). E' ovvio che, essendo la tensione e_g, applicata alla griglia del terzo tubo, proporzionale alla quan-

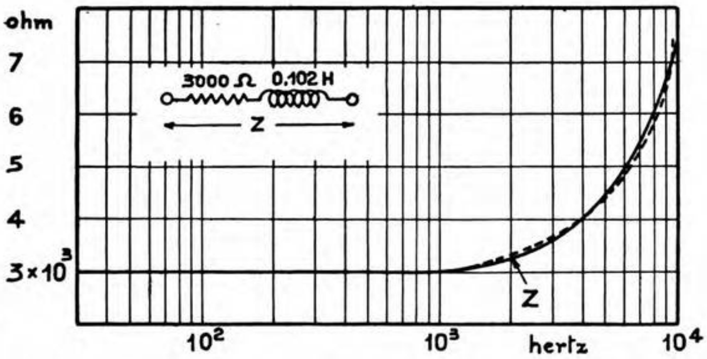


Fig. 5. — Circuito di compensazione per correggere la caratteristica di un microfono a nastro.

tità vettoriale $Z/(Z + R_p)$ (dove R_p è la resistenza interna del secondo tubo), si può, con giudiziosa scelta della Z, ottenere un'opportuna varietà di caratteristiche (in funzione della frequenza). La scelta si fa empiricamente, e, in questo caso particolare, si è scelta un'impedenza della forma $(R + j\,\omega\,L)$, in cui i valori di R ed L sono anch'essi determinati empiricamente. La fig. 5 mostra la caratteristica dell'impedenza usata $(3000 + j\,0{,}102\,\omega)$ e la complementare (curva tratteggiata) della caratteristica del microfono (incluso il primo trasformatore). Si vede che tale compensazione porta ad una caratteristica risultante praticamente uniforme.

L'altra modificazione notevole è nell'impedenza usata nel circuito di placca del primo tubo (fig. 6). Il tipo speciale adottato serve ad eliminare le distorsioni dovute ad una leggera curvatura della caratteristica del primo tubo; gli altri stadi sono progettati in modo da avere una caratteristica di ampiezza con curvatura trascurabile. Per quanto sia teoricamente sempre possibile ottenere la compensazione di

una qualunque distorsione di ampiezza, diviene tuttavia praticamente quasi impossibile trovare il circuito adatto, quando la distorsione sia eccessiva. Nei nostro caso la distorsione è interamente dovuta ad un termine quadratico (nella caratteristica del tubo), ed il circuito com-

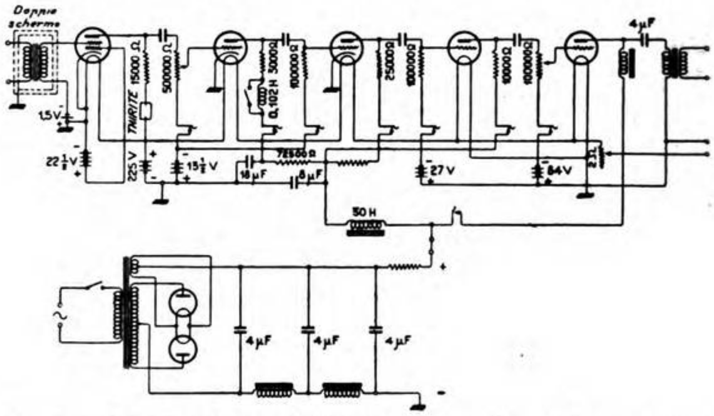


Fig. 6. — Schema elettrico dell'amplificatore per il microfono a nastro.

pensatore può essere un'impedenza, il cui valore vari proporzionalmente alla radice quadrata della corrente che l'attraversa. La « General Electric Co. » fabbrica un materiale (*thyrite*) la cui resistenza varia con la corrente secondo la legge $R = k\,I^{-a}$. Si può produrre

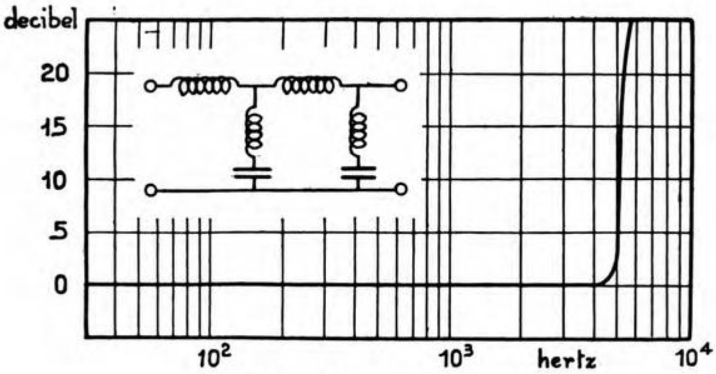


Fig. 7. — Elementi di filtro.

questo materiale (sviluppato per le applicazioni ai parafulmini) [1] con varî valori di a. Se dunque la caratteristica della valvola è:

$$I = A\,e^2,$$

[1] J. LISTON: G.E.R., 1931, XXXIV, p. 64.

e se il carico nel circuito di placca è formato da una resistenza R, la tensione ai capi della resistenza R è $R I$; se per R si usa un pezzo di *thyrite* per cui il valore di a è 1/2, la caduta di tensione disponibile è:

$$R I = k \ (A e^2)^{1/2} = k A^{1/2} e,$$

e in tal modo la linearità è ristabilita.

L'impedenza d'uscita dell'amplificatore è di 500 ohm, valore scelto per convenienza di trasmissione e di trasformazione.

Stadi di potenza. — La tensione d'uscita dell'amplificatore viene trasmessa (per mezzo di una linea avente un'impedenza di 500 ohm)

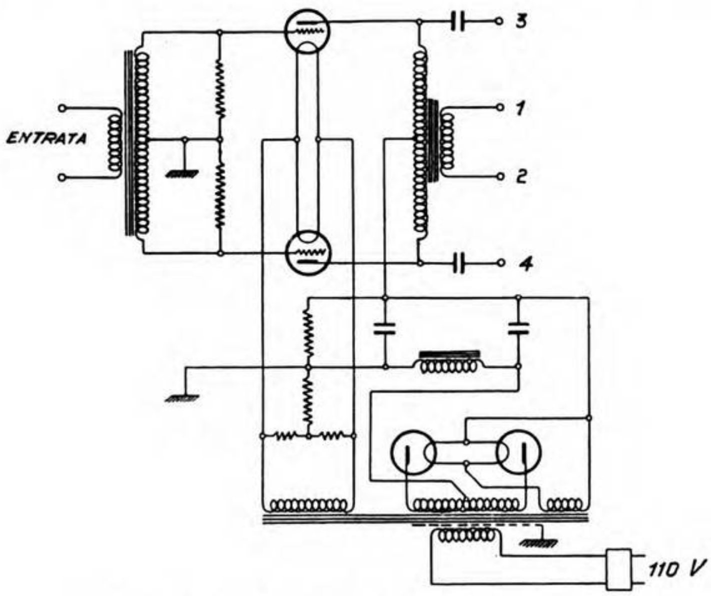


Fig. 8. — Schema elettrico dell'amplificatore di potenza.

ad un gruppo di filtri F_1 (fig. 3) di cui la fig. 7 mostra un elemento tipico. Mediante tali filtri si possono escludere le frequenze al disopra di un dato valore, arbitrariamente scelto, e in questo modo si può esaminare l'importanza relativa delle varie regioni della gamma musicale. Questi filtri sono superflui se non interessa tale studio.

All'uscita dei filtri il segnale si divide in due parti: una viene applicata all'amplificatore di potenza P_1 (fig. 3) e l'altra, attraverso il filtro F_2 (per il passaggio delle frequenze più alte), all'amplificatore di potenza P_2. P_1 e P_2 sono simili (fig. 8). L'uscita di P_2 è collegata, attraverso un trasformatore adatto T, ad un altoparlante a nastro A_n. L'uscita di P_1 è applicata, attraverso il filtro F_3 (per il passaggio delle frequenze più basse), ad un altoparlante elettrodinamico A_e.

Altoparlante. — Finora uno degli ostacoli maggiori alla completa soluzione del problema di riproduzione è stato l'altoparlante. Si è già notato, che uno dei migliori altoparlanti ha una caratteristica non molto uniforme ed una gamma di frequenze non sufficientemente estesa. Sembra che non si possano soddisfare simultaneamente le condizioni di efficienza, uniformità, ed estensione di caratteristica nel caso di una superficie, che irradia energia sonora. Se si vuole efficienza alle basse frequenze, si deve usare una superficie relativamente grande; tale superficie ha parecchi « modi naturali » di vibrazione, a cui corrispondono altrettante frequenze di risonanza ed altrettanti picchi nella caratteristica. Inoltre, una grande superficie comporta una massa notevole che limita l'irradiazione delle alte frequenze (fig. 2). Perciò il sistema ad alta qualità qui descritto fa uso di due altoparlanti: uno di tipo elettrodinamico (A_e, fig. 3) per le basse frequenze, ed un altro a nastro ([5]) (A_n, fig. 3) per le alte frequenze. Fu

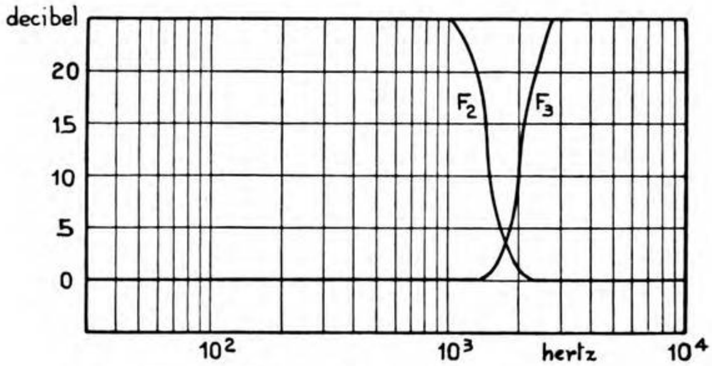


Fig. 9. — Caratteristiche dei filtri F_2 ed F_3.

empiricamente trovato necessario fissare il limite superiore delle frequenze riprodotte da A_e a 1500 hertz, e quello inferiore delle frequenze riprodotte da A_n a 1500 hertz. Questi limiti si ottengono per mezzo dei filtri F_2 ed F_3 (fig. 3) di cui la fig. 9 mostra le caratteristiche. E' da notarsi che per la riproduzione di alte frequenze si possono usare altre forme di altoparlanti. Parecchi anni fa uno degli autori di questa nota usò un altoparlante elettrostatico, ma questo tipo presenta alcuni svantaggi, che lo rendono poco pratico (variazione della sensibilità e della caratteristica con la temperatura, con l'umidità e col tempo). Un altro tipo ([6]), usato per frequenze superiori a 3000 hertz, consiste in una modificazione di quello elettrodinamico.

Il tipo qui adottato consiste in un piccolo nastro d'alluminio, leggero e flessibile, attraversato dalla corrente del segnale, che vibra

---

([5]) HENRARD: Onde Élec., 1925, IV, p. 120.
W. SCHOTTKY e E. GERLACH: Phys. Z. S., 1924, XXV, p. 672.
([6]) L. G. BOSTWICK: J.A.S.A., 1930, II, p. 242.

fra i poli di un elettromagnete. Il suo funzionamento è l'inverso di quello del microfono a nastro. A causa della piccola superficie del nastro, è necessario accoppiarlo all'aria per mezzo di una tromba

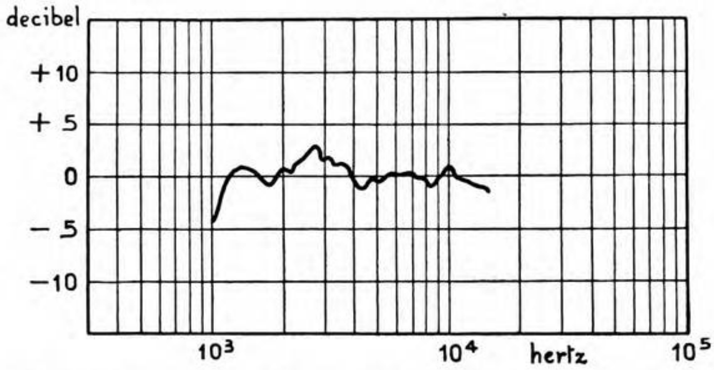


Fig. 10. — Caratteristica « ad onda libera » di un altoparlante a nastro, rilevata con microfono a nastro.

esponenziale per aumentare l'efficienza d'irradiazione. La caratteristica di un altoparlante a nastro ben progettato si estende fino alla frequenza di 15.000 hertz (fig. 10). Quando lo si usa in combinazione col tipo elettrodinamico (nel modo descritto), si può riprodurre una gamma di quasi otto ottave e mezzo, cioè quasi due ottave di più di

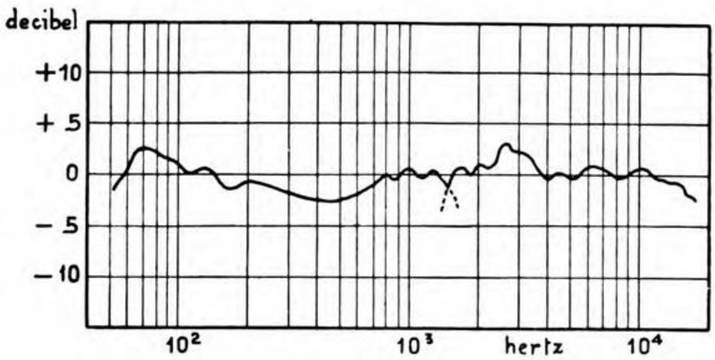


Fig. 11. — Caratteristica complessiva dell'impianto per la riproduzione dei suoni.

quella oggi ottenuta dagli apparecchi (per radio e cinematografia sonora) comunemente usati. La fig. 11 mostra la caratteristica globale del sistema completo, cioè dal campo sonoro che agisce sul microfono, al campo sonoro prodotto dagli altoparlanti.

Non sarà inopportuno precisare che il termine « qualità » è puramente relativo e risulta basato su concetti e su criteri di giudizio che gradualmente e continuamente si modificano. Per esempio, quella che oggi si dice « qualità inferiore » fu considerata, non molti anni fa, come « qualità ottima ». Per ottenere una riproduzione veramente fedele sono ancora molti gli ostacoli da superare: è necessario estendere la gamma riproducibile fino ad includere i limiti di audizione; si deve accertare l'importanza della distorsione di fase, che non è ancora ben stabilita; è necessario riprodurre esattamente le condizioni acustiche, in cui si propaga il suono originale. Vi è poi il problema importantissimo della riproduzione biauricolare ed è necessario infine aumentare la gamma d'intensità acustica riproducibile, cioè aumentare il rapporto tra massimi e minimi di intensità. Tutti questi problemi sono certamente suscettibili di soluzione, almeno teorica, e, in parte almeno, si prevede possano essere praticamente risolti in un prossimo avvenire. Ci si addentra con tali questioni in un campo interessantissimo, ma anche assai vasto e complesso, che esorbita dai limiti e dagli scopi della presente nota.

Philadelphia - Electro-Acoustical Engineering Company of America.

MISURE DI IMPEDENZE MECCANICHE AL MOVIMENTO TORSIONALE ALTERNATIVO PER BASSE FREQUENZE

ENRICO PAOLINI

Si definisce la impedenza meccanica al movimento di torsione e si esaminano differenti dispositivi, che ne consentono l'attuazione fisica.

Viene poi particolarmente descritto e studiato nel suo comportamento un dispositivo elettromagnetico, che permette di separare e di misurare le due componenti (resistenza e reattanza) di un 'impedenza meccanica torsionale, ottenendo risultati molto precisi in una vasta gamma di frequenze.

Lo studio riguarda particolarmente le basse frequenze e conduce a constatare che coi metodi usuali è difficile attuare dispositivi equivalenti ad una resistenza meccanica pura (priva di reattanza), e ad indicare quale via conviene battere per raggiungere tale scopo. Giova notare al riguardo che le resistenze meccaniche pure sono per l'appunto quelle che presentano maggior interesse nello studio dei problemi della elettroacustica.

1. - Richiami sulle analogie fra grandezze elettriche e meccaniche.

E' nota l'analogia che intercorre fra le equazioni che regolano i fenomeni elettrici e quelle che regolano i fenomeni meccanici. Si scrivano infatti le seguenti 9 relazioni:

Grandezze elettriche	Grandezze meccaniche	
	lineari	angolari
1) $I = C \dfrac{de}{dt}$	4) $K = m \dfrac{dv}{dt}$	$\mathcal{M} = \mathfrak{J} \dfrac{d\vartheta}{dt}$
2) $e = L \dfrac{dI}{dt}$	5) $v = \dfrac{1}{F} \dfrac{dK}{dt}$	$\vartheta = \dfrac{1}{F_1} \dfrac{d\mathcal{M}}{dt}$
3) $e = RI$	6) $K = vA$	$\mathcal{M} = \vartheta A_1$

Dove :

I = corrente,
e = tensione elettrica,
L = induttanza,
C = capacità,
R = resistenza,

K = forza meccanica,
v = velocità lineare,
F = elasticità lineare (1),
m = massa,
A = attrito lineare (2),

$\mathcal{M}$ = momento,
ϑ = velocità angolare,
F_1 = elasticità di torsione,
$\mathfrak{J}$ = momento d'inerzia,
A_1 = attrito di rotazione.

Si rileva che si possono far corrispondere ordinatamente alle relazioni 1), 2), 3), tanto le 4), 5), 6), quanto le 5), 4), 6). Ne discendono le due possibili analogie espresse dalle seguenti tabelle (3) :

I.

Grandezze elettriche	Grandezze meccaniche	
	lineari	angolari
I	K	$\mathcal{M}$
e	v	ϑ
C	m	$\mathfrak{J}$
L	$\frac{1}{F}$	$\frac{1}{F_1}$
R	$\frac{1}{A}$	$\frac{1}{A_1}$
Q	i	i_1
Φ	S	α

(1) Per « elasticità lineare » si intende il coefficiente di proporzionalità $[M\ T^{-2}]$ che lega la forza allo spostamento; per « elasticità di torsione » il coefficiente $[L^2\ M\ T^{-2}]$ tra momento ed angolo.

(2) Per attrito si intende la resistenza al movimento che si ha tra superfici solide a contatto, definito dalle relazioni 6).

(3) W. HÄHNLE : Wiss. Veröff. a. d. Siemens-Konzern, 1932, XI, p. 1.

II.

Grandezze elettriche	Grandezze meccaniche	
	lineari	angolari
I	v	ϑ
e	K	$\mathcal{M}$
C	$\frac{1}{F}$	$\frac{1}{F_1}$
L	m	$\mathfrak{J}$
R	A	A_1
Q	S	α
Φ	i	i_1

Dove :

Q = quantità di elettricità,
Φ = flusso,

i = impulso lineare,
S = spostamento lineare,

i_1 = impulso angolare,
α = angolo.

L'analogia espressa dalla tabella II è quella che viene generalmente adottata ed a questa ci si riferirà in seguito. E' qui da osservare che la corrispondenza tra resistenza elettrica ed attrito meccanico non è completa, perchè una resistenza elettrica costante è caratterizzata dalla proprietà di dissipare energia in ragione del quadrato della corrente; così che l'attrito meccanico, per essere analogo, dovrebbe avere la proprietà di dissipare energia in ragione del quadrato della velocità. Ordinariamente questa condizione non è soddisfatta e solo per particolari casi di attriti entro fluidi si può ottenere l'esatto equivalente della resistenza elettrica.

L'attrito meccanico (o resistenza meccanica) sopracitato per movimenti alternativi lineari sarà inteso sempre come rapporto tra forza e velocità ed è da distinguersi dalle altre due corrispondenti resistenze che si incontrano nello studio dei fenomeni di acustica, cioè *resistenza sonora* e *resistenza acustica* che sono rispettivamente rapporto tra eccesso di pressione e velocità, e rapporto tra eccesso di pressione e portata volumetrica. Queste due resistenze differiscono perciò dimen-

sionalmente dalla *resistenza meccanica* per un quadrato di una lunghezza ed una quarta potenza di una lunghezza ([4]).

In base alla corrispondenza stabilita nella tabella II, si può quindi parlare di *reattanza meccanica* al movimento alternativo torsionale, la cui espressione è:

$$\omega \mathfrak{J} - \frac{F_1}{\omega}.$$

Essa costituisce il coefficiente della parte immaginaria della impedenza meccanica, di cui la componente reale è la resistenza meccanica A_1. Il modulo della impedenza è quindi espresso da:

$$z_1 = \sqrt{A_1^2 + \left(\omega \mathfrak{J} - \frac{F_1}{\omega}\right)^2}.$$

Analogamente può dirsi per il movimento alternativo lineare.

Scopo del presente studio è quello di stabilire con che mezzi e in quale misura si possano attuare fisicamente queste impedenze meccaniche al movimento alternativo di torsione nel caso di frequenze molto basse, per esempio non superiori a 100 Hz.

2. - Descrizione e taratura dell'apparecchio.

Per eccitare una massa meccanica al movimento alternativo torsionale (o lineare) per frequenze superiori a qualche hertz si può ricorrere con profitto ad un sistema elettrico, ritraendone altresì i vantaggi di una maggiore facilità nell'esecuzione delle misure.

Usando un sistema elettrostatico si richiede l'impiego di tensioni alternative eccitatrici piuttosto elevate; un sistema elettromagnetico si presenta di difficile taratura, perchè non vi è proporzionalità tra la corrente eccitatrice nella bobina e la sollecitazione cui è soggetta la massa mobile; un sistema elettrodinamico si dimostra il più adatto, perchè non presenta nè l'uno, nè l'altro degli inconvenienti sopracitati.

Per raggiungere lo scopo è stato usato un magnete permanente M (fig. 1), nel cui spazio interpolare, avente forma cilindrica, è libera di ruotare intorno all'asse verticale $a\,a$ una bobinetta b avvolta su un leggero telaietto di alluminio a sezione quadrata. La bobina è sostenuta da un'aguzza punta di acciaio che poggia contro un cuscinetto di agata, fissato opportunamente all'interno ed al centro del lato superiore del telaio.

La punta di acciaio è portata da un cilindretto c coassiale col cilindro, che forma il nucleo della bobina, ed è suscettibile di scor-

---

([4]) In questa rivista (A. F., 1932, I, p. 336) sono già state seguite per le stesse grandezze denominazioni diverse da quelle sopra riportate. Sarebbe evidentemente desiderabile si arrivasse al riguardo ad una unificazione, per la quale si ritengono raccomandabili le denominazioni e definizioni qui citate, che trovano esatta traduzione in locuzioni già usate correntemente all'estero.

rere entro quest'ultimo e di essere fissato in una posizione determinata per mezzo di una vite di pressione. Regolato convenientemente il sistema, l'attrito nel supporto risulta trascurabile; così che, facendo circolare corrente alternativa nella bobinetta, questa oscilla con una velocità che è spostata di un quarto di periodo in ritardo rispetto alla corrente, ossia rispetto al momento eccitante.

Fissato al centro della parete inferiore della bobinetta pende un tubicino *t*, entro il quale può essere fissata una stanghetta, che serve pel collegamento della bobina con quella di un altro sistema analogo, coassiale col precedente. Se nella bobina superiore circola una corrente alternativa, viene generata nella seconda una f.e.m. alterna-

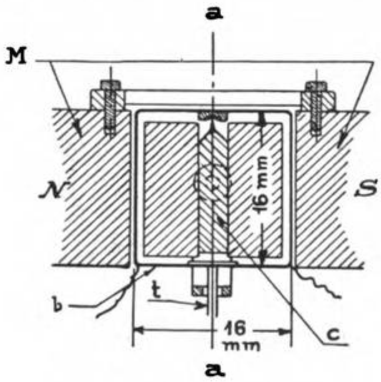


Fig. 1. — Sistema eccitatore.

tiva di egual frequenza. Dal confronto di essa con la corrente eccitatrice si può ricavare il momento d'inerzia $\mathfrak{J}$ del complesso formato dalle due bobine. Quando questo complesso viene in un modo qualsiasi frenato con una impedenza addizionale, la f. e. m. generata varia in grandezza ed in fase, e dalle sue componenti si può risalire alle due componenti dell'impedenza frenante incognita.

In fig. 2 si ha l'insieme di tre sistemi, due dei quali costituiscono il complesso di cui sopra, ed il terzo, posto al disotto dei precedenti, è stato aggiunto per uno scopo di cui si parlerà in seguito. La fig. 3 mostra il circuito per la misura della f. e. m. generata nella seconda bobina.

La corrente alternativa I dell'ordine di qualche mA, generata da una doppia eterodina a battimenti, circola nella bobina superiore I e nella resistenza r. In parallelo su questa resistenza è connesso un circuito avente in serie una resistenza ρ maggiore di r, l'induttanza L_1, la cui reattanza per basse frequenze è trascurabile in confronto con la resistenza suddetta, e la resistenza variabile R.

La tensione ai capi della R è in fase con la corrente I, mentre per effetto della mutua induzione del variometro M la tensione ai capi della L è in quadratura con la I. Variando opportunamente R ed M

si può far sì che la tensione complessiva e sia uguale e contraria alla e_0 generata dalla bobina inferiore ossia la compensi esattamente (compensatore di Larsen). All'entrata del trasformatore T si ha così tensione nulla, e quindi corrente nulla nello strumento indicatore finale.

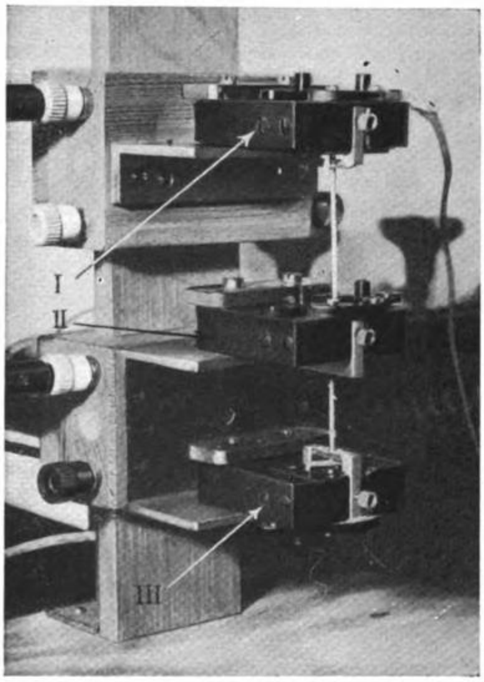


Fig. 2. — Apparecchio per la misura di impedenze meccaniche.

Per potere eseguire determinazioni sufficientemente precise si è dovuto anzitutto misurare il prodotto nH per ciascuno dei due sistemi; ove n è il numero di spire della bobina ed H il campo magnetico nel traferro, entro il quale essa oscilla. Al riguardo si osservi, che la f. e. m. generata in una semispira della bobina II è:

$$\mu H_2 l v ,$$

dove:

l = lato della sezione della bobina (1,6 cm),
H_2 = campo magnetico nel traferro (u. e. m.),
μ = permeabilità del traferro (per l'aria $\mu = 1$ u. e. m.),
v = velocità lineare della spira (cm/sec).

Per le n_2 spire della bobinetta la f. e. m. totale generata in u. e. m. è:

$$2 \mu n_2 H_2 l v .$$

Se si indica con α in radianti l'ampiezza angolare del movimento della bobinetta in regime di movimento alternativo sinoidale, l'ampiezza della velocità è :

$$v = \frac{l \, \omega \, \alpha}{2}$$

ed allora la massima f. e. m. generata è :

$$\mu \, n_2 \, H_2 \, l^2 \, \omega \, \alpha \, .$$

Esprimendo il valore efficace di questa f. e. m. e_0 in unità pratiche, si ha :

$$e_0 \times 1,41 \times 10^8 = \mu \, n_2 \, H_2 \, l^2 \, \omega \, \alpha \ ,$$

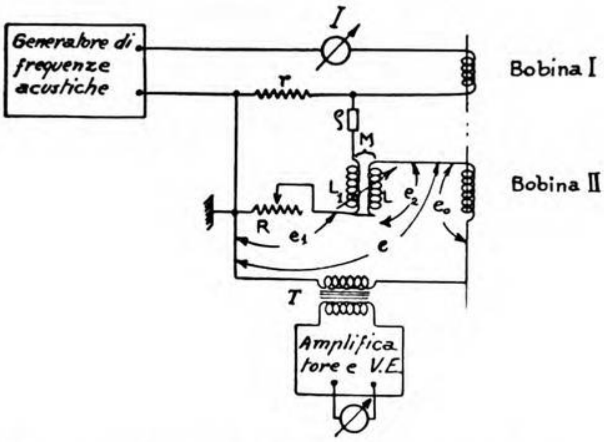


Fig. 3. — Circuito elettrico per la misura di impedenze meccaniche.

ed anche :

$$n_2 \, H_2 = \frac{e_0 \times 1,41 \times 10^8}{\mu \, l^2 \, \omega \, \alpha} = \frac{5,5 \times 10^7 \times e_0}{\omega \, \alpha} .$$

Si eccita allora la bobina superiore I con una corrente di data frequenza; misurando la tensione generata nella bobinetta inferiore II col sistema descritto e l'ampiezza angolare del movimento α del sistema mobile, per mezzo delle deviazioni su una scala graduata di un raggio luminoso incidente su uno specchietto, solidale con il sistema stesso, si può calcolare $n_2 \, H_2$. Il valore ottenuto, come media di diverse osservazioni compiute con differenti correnti e con diverse frequenze eccitatrici, è stato di 144.000 u. e. m.

Facendo funzionare la bobinetta inferiore II come eccitatrice e misurando la tensione generata nella superiore in modo perfettamente analogo, si ricava $n_1 \, H_1$ = 110.000 u. e. m. per il sistema superiore.

Si presenta altresì conveniente eseguire una misura diretta del momento di inerzia del sistema mobile costituito dalle due bobinette. Si può osservare che il momento torcente $\mathcal{M}$ applicato alla bobinetta eccitatrice I è :

$$\mathcal{M} = K\,l = \mu\, n_1\, H_1\, l^2\, I$$

dove :

$\mathcal{M}$ = valor massimo del momento alternativo (dine · cm),
K = » » della forza alternativa (dine),
I = » » della corrente circolante (u. e. m.) ;

ma si ha altresì :

$$\mathcal{M} = \omega^2\, \mathfrak{I}\, a\,,$$

dove $\mathfrak{I}$ = momento d'inerzia del sistema mobile.

Se ne deduce :

$$\mathfrak{I} = \frac{\mu\, n_1\, H_1\, l^2\, I}{\omega^2\, a}\,,$$

od anche esprimendo il valore efficace di I in mA :

$$\mathfrak{I} = \frac{\mu\, n_1\, H_1\, l^2\, I \times 1{,}41 \times 10^{-4}}{\omega^2\, a} = \frac{39{,}7 \times I}{\omega^2\, a}.$$

Il valore di $\mathfrak{I}$ ottenuto come media di diverse osservazioni fatte con diverse correnti e frequenze eccitatrici è stato :

$$\mathfrak{I} = 0{,}87 \text{ dine} \cdot \text{cm} \cdot \text{sec}^2 \text{ (oppure g} \cdot \text{cm}^2\text{)}.$$

Esso concorda con quello ottenuto analiticamente per mezzo della massa e delle dimensioni del sistema mobile.

Si ricava inoltre il coefficiente di proporzionalità tra il valore efficace della corrente eccitatrice I espressa in mA ed il valor massimo del momento alternativo $\mathcal{M}$ da essa generato, espresso in dine · cm :

$$\mathcal{M} = \mu\, n_1\, H_1\, l^2\, I \times 1{,}41 \times 10^{-4} = 39{,}6\, I = k_1\, I\,.$$

Si ricava altresì il coefficiente di proporzionalità tra la velocità angolare ϑ del sistema mobile espressa in rad/sec ed il valore efficace in volt della f. e. m. e_0 generata nella bobinetta inferiore II :

$$\vartheta = \frac{1{,}41 \times 10^8\, e_0}{\mu\, n_2\, H_2\, l^2} = 384\, e_0 = k_2\, e_0\,.$$

Come già si è detto, essendo trascurabili le resistenze dell'aria al movimento e l'attrito nei supporti, la velocità ϑ del sistema mobile (ovvero la f. e. m. e_0 ai capi della bobinetta II, che è in fase con la velocità) è di un quarto di periodo in ritardo sul momento agente $\mathcal{M}$, ovvero sulla corrente eccitatrice I che è in fase col momento. Ne segue che la e_0 può essere compensata col solo movimento del variometro lasciando a zero la R. Se per contro si frena il sistema mobile con l'aggiunta di una impedenza meccanica, la velocità ϑ diminuisce

di ampiezza e varia di fase, cosicchè le sue due componenti ϑ_1 in fase, e ϑ_2 in quadratura col momento agente risultano rispettivamente:

$$\vartheta_1 = k_2 e_1 , \qquad \vartheta_2 = k_2 e_2 ,$$

dove e_1 ed e_2 rappresentano le due componenti della f. e. m. generata e_0, in fase ed in quadratura con la corrente eccitatrice. Esse vengono rispettivamente compensate dalla caduta di tensione ai capi della resistenza R e dalla f. e. m. generata per effetto della mutua induzione M.

Se $\mathfrak{R}$ ed $\mathfrak{X}$ rappresentano le due componenti della impedenza meccanica incognita, si ha:

$$\mathfrak{R} = \frac{\mathcal{M}\vartheta_1}{\vartheta^2_1 + \vartheta^2_2} = \frac{k_1 I e_1}{k_2 (e^2_1 + e^2_2)}; \quad \mathfrak{X} + \omega \mathfrak{J} = \frac{\mathcal{M}\vartheta_2}{\vartheta^2_1 + \vartheta^2_2} = \frac{k_1 I e_2}{k_2 (e^2_1 + e^2_2)}.$$

Ma, usando le stesse unità di misura prima indicate:

$$e_1 = \frac{1}{1000} \, \frac{r}{r + \varrho + R} \, R I , \quad e_2 = \frac{1}{1000} \, \frac{r}{r + \varrho + R} \, \omega M I ;$$

da cui:

$$\left\{ \begin{aligned} \mathfrak{R} &= 1000 \frac{k_1}{k_2} \, \frac{r + \varrho + R}{r} \cdot \frac{R}{R^2 + \omega^2 M^2} = 104 \frac{r + \varrho + R}{r} \cdot \frac{R}{R^2 + \omega^2 M^2}, \\ \mathfrak{X} + \omega \mathfrak{J} &= 1000 \frac{k_1}{k_2} \, \frac{r + \varrho + R}{r} \cdot \frac{\omega M}{R^2 + \omega^2 M^2} = \\ &= 104 \, \frac{r + \varrho + R}{r} \cdot \frac{\omega M}{R^2 + \omega^2 M^2}. \end{aligned} \right.$$

Con queste relazioni, eseguendo una semplice compensazione, si possono calcolare le componenti $\mathfrak{R}$ ed $\mathfrak{X}$ dell'impedenza meccanica incognita.

3. - Misure di impedenze meccaniche.

Tra le impedenze meccaniche al movimento torsionale alternativo, che si possono attuare, è interessante determinare quelle in cui la componente immaginaria ha valore nullo, o assai piccolo in confronto con la componente reale. Queste particolari impedenze potranno avere impiego per smorzare sistemi oscillanti senza temere che la loro introduzione vari i valori delle frequenze di risonanza proprie del sistema.

Un primo procedimento, che viene spesso seguito per attuare impedenze meccaniche con la supposizione che la componente reale sia prevalente di fronte alla immaginaria, consiste nel fare oscillare un'aletta in un fluido.

Per eseguire esperienze al riguardo è stata fissata al disotto della bobinetta inferiore un'aletta metallica verticale di forma rettangolare, i cui lati sono lunghi rispettivamente 12,5 e 34 mm. Si è dovuto allora determinare nuovamente il momento d'inerzia $\mathfrak{J}_1$ del sistema mobile nel modo sopra descritto; poi, immergendo l'aletta in fluidi diversi, si è determinata l'impedenza meccanica offerta dal fluido al movimento alternativo di essa.

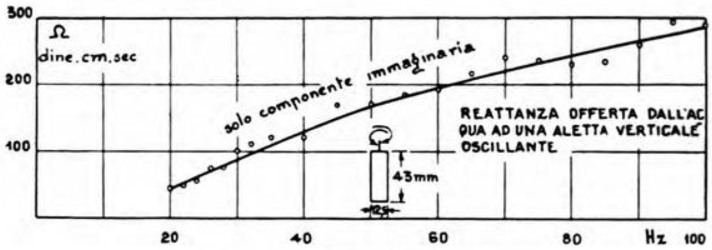


Fig. 4. — Risultati sperimentali.

Si può notare che, quando il liquido è per esempio acqua (fig. 4), l'impedenza offerta da esso è completamente immaginaria, cioè una certa massa di liquido viene trascinata dal movimento dell'aletta; il che equivale solo ad aumentare la massa del sistema mobile. Se la viscosità del liquido aumenta, si vede comparire anche una componente reale dell'impedenza offerta da esso; ma tale componente si

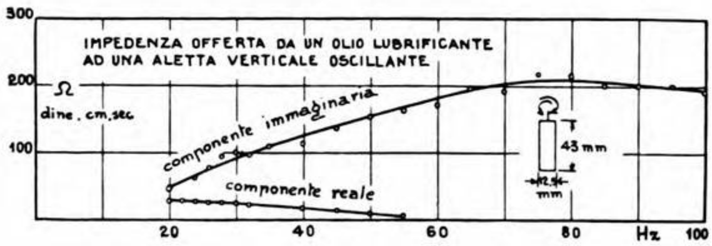


Fig. 5. — Risultati sperimentali.

mantiene relativamente piccola rispetto alla componente immaginaria, e scompare per frequenze inferiori ad un certo limite, in generale assai basso (fig. 5).

Aumentando ancora la viscosità del mezzo, si ha un notevole aumento della componente reale e, per viscosità molto grandi, si osserva che la componente immaginaria può, per bassissime frequenze, divenire nulla ed anche negativa, cioè il fluido può comportarsi come una elasticità. Il fenomeno è dovuto probabilmente ad una risonanza per effetto della presenza delle pareti rigide del recipiente (fig. 6).

In corrispondenza del valore nullo della componente immaginaria, quella reale assume all'incirca il suo valore massimo.

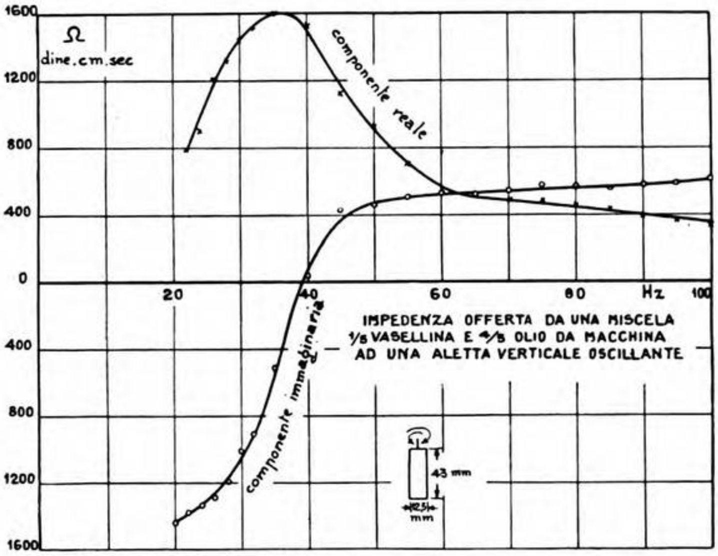


Fig. 6. — Risultati sperimentali.

Non molto variano le componenti dell'impedenza, adottando una aletta avente le stesse dimensioni della precedente, ma bucherellata con 25 fori di 1,2 mm di diametro per ogni cm² di superficie dell'a-

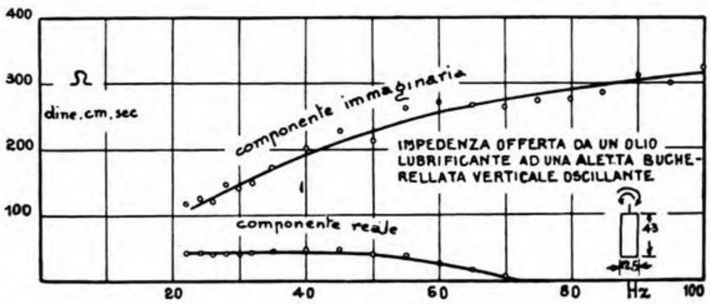


Fig. 7. — Risultati sperimentali.

letta (fig. 7 e 8). Se si usa un'altra aletta, leggermente diversa dalle precedenti, ma disposta orizzontalmente così da oscillare nel proprio piano, l'impedenza al movimento è considerevolmente maggiore, per-

chè si sfrutta l'aderenza del fluido alla superficie dell'aletta (fig. 9 e 10).

Se invece che in un fluido, si fanno oscillare le alette per esempio in un batuffolo di cotone, l'impedenza dovuta alla deformazione del batuffolo stesso ha una notevole componente reale, che può essere

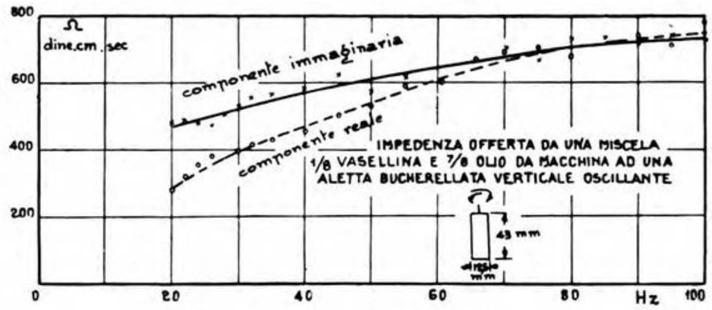


Fig. 8. — Risultati sperimentali.

uguale e maggiore di quella immaginaria; ma non offre alcuna garanzia di stabilità.

Pure notevolmente instabile è la resistenza di attrito, ottenuta mediante sfregamento tra superfici solide. L'instabilità è presumibilmente dovuta al logoramento delle parti in contatto e potrebbe essere corretta solo con una continua variazione della pressione tra le parti stesse. Particolarmente difficile riesce con questo procedimento la



Fig. 9. — Risultati sperimentali.

realizzazione di basse resistenze di attrito (qualche centinaio di dine · cm · sec), quali col sistema descritto è possibile misurare.

Sembra logico pensare ([5]), che si possa ottenere una resistenza meccanica pura applicando un momento torcente ad una estremità di una corda elastica (per esempio un tubo di gomma) infinitamente lunga (resistenza caratteristica). In pratica si può solo sperimentare

([5]) J. P. Maxfield e H. C. Harrison: Bell S. T. J., 1926, V, p. 493.
H. A. Frederick: Bell S. T. J., 1929, VIII, p. 159.

con lunghezze finite ed in generale non molto grandi. Allora le riflessioni che si hanno in conseguenza dell'estremo fisso della corda provocano per particolari frequenze la presenza di onde stazionarie; passando in senso crescente su una di dette frequenze, si ha che la reattanza meccanica si comporta prima come una elasticità e poi come un momento d'inerzia passando per un valore nullo, ed in corrispondenza di questo valore la resistenza meccanica assume valore massimo (fig. 11).

La presenza perturbatrice di queste frequenze di risonanza si verifica sempre; i valori di esse dipendono dalle dimensioni della corda elastica e dalla tensione a cui essa è sottoposta. Applicando all'altra estremità della corda una pura resistenza meccanica uguale alla sua

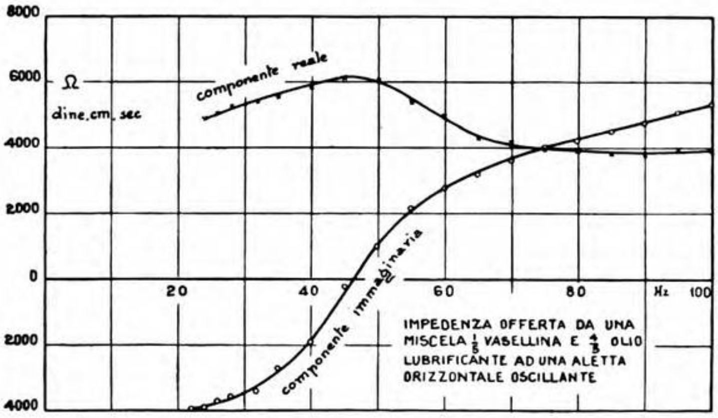


Fig. 10. — Risultati sperimentali.

resistenza caratteristica, la corda si comporterebbe invece come se fosse infinita, sparirebbero le frequenze di risonanza e si otterrebbe all'estremità dove è applicato il momento agente una pura resistenza meccanica. Questo caso non ha tuttavia alcun interesse pratico, perchè, dovendosi avere già a disposizione una pura resistenza meccanica, risulta superfluo l'impiego della corda elastica.

Un ben noto sistema per ottenere resistenze meccaniche pure consiste nel fare oscillare un conduttore in un campo magnetico disuniforme (freno elettromagnetico). Nel caso di variazioni non troppo rapide le correnti di Foucault generate nel conduttore sono in fase con la velocità e la impedenza offerta al movimento è esente da componente immaginaria. Con questo sistema non è stato tuttavia possibile eseguire buone misure perchè la presenza del potente magnete del freno disturbava troppo i campi dei due magneti entro cui oscillano le bobinette.

Un caso particolare del sistema sopra descritto, per ottenere una resistenza meccanica pura, consiste nel fare oscillare la solita bobina dopo averla chiusa in corto circuito. Il sistema III di fig. 2, identico agli altri due sistemi superiori, costituisce questo freno elet-

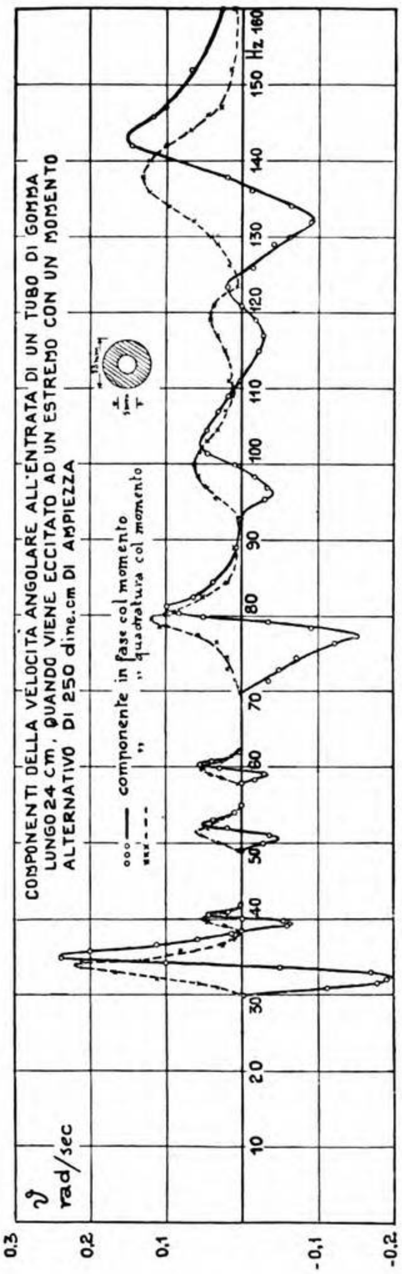


Fig. 11. — Risultati sperimentali.

trodinamico. La corrente circolante è in fase con la velocità della bobina ed il momento di reazione così prodotto è in opposizione con detta velocità. L'effetto frenante può essere notevolmente amplificato se invece di limitarsi a chiudere la bobina in corto circuito, vi si invia dall'esterno una corrente in opposizione di fase con la velocità.

Si capisce allora che aumentando quest'ultima corrente fino ad un certo valore si può arrivare a frenare totalmente il sistema mobile ($\mathfrak{R} = \infty$) e, aumentandola ancora, si ha il caso in cui la velocità del sistema non è più in fase col momento agente nella prima bobina, ma in opposizione di fase con esso cioè in fase col momento frenante ($\mathfrak{R} < 0$). Variando la fase della corrente frenante si può variare l'argomento (o angolo di fase) della impedenza meccanica, ossia si possono modificare a piacere la componente reale e quella immaginaria dell'impedenza stessa. Un'applicazione di questo sistema avremo occasione di citare nella nota seguente.

4. - Conclusioni.

La presente ricerca, che aveva per iscopo di indicare con quali mezzi si possano praticamente attuare impedenze meccaniche al movimento angolare alternativo ed in particolare come si possano ottenere resistenze meccaniche pure, ha condotto a studiare un metodo per la misura delle due componenti di tali impedenze ed a sperimentare alcune effettive soluzioni del problema. Queste sono state ottenute per mezzo di vari dispositivi, di cui si sono analizzate e discusse le proprietà.

Il sistema dell'aletta oscillante in un fluido costituisce una impedenza, in cui la componente immaginaria (reattanza) è quasi sempre prevalente rispetto alla componente reale (resistenza). Solo in particolari circostanze e per una determinata frequenza, si può avere una pura resistenza meccanica, ma la frequenza, per cui ciò si ottiene, è critica e dipende dalla forma dell'aletta e del recipiente e dalla viscosità del fluido, la quale varia moltissimo con la temperatura. Inoltre il valore di quella resistenza meccanica pura non è suscettibile di essere calcolato preventivamente, e deve essere determinato in via sperimentale. Non sembra quindi che, nella maggioranza dei casi, il sistema sia da consigliarsi.

Per la loro instabilità sembrano da scartarsi anche sempre i sistemi basati sull'attrito fra solidi.

Non pare infine conveniente usare una corda elastica, quale impedenza meccanica, per la difficoltà di evitare il formarsi di onde stazionarie lungo di essa.

Fra i dispositivi elettrici, un sistema elettromagnetico può prestarsi bene, solo quando si abbia notevole potenza in giuoco. Il sistema elettrodinamico sembra in conclusione il migliore, sia per la possibilità di attuare ogni specie di resistenza e di reattanza e quindi anche di impedenza meccanica, sia per la precisione con cui l'impedenza stessa può essere misurata e prevista.

Lo scrivente ringrazia vivamente il prof. G. Vallauri per i consigli e per l'interessamento al lavoro, ed il prof. E. Meyer dell'Istituto H. Hertz di Berlino per l'aiuto ricevutone.

RILIEVO DELLE CARATTERISTICHE DI UN FILTRO MECCANICO

ENRICO PAOLINI

I ben noti filtri elettrici hanno i loro corrispondenti meccanici univocamente determinati, così che riesce facile in linea di principio ideare e calcolare filtri meccanici di frequenza aventi determinate caratteristiche.

Viene descritto e studiato un tipo di filtro per oscillazioni meccaniche di torsione. Per attuare la resistenza meccanica terminale (o di chiusa) di esso si è fatto ricorso ad un metodo elettrodinamico, capace di tenere automaticamente conto della fase della velocità dell'ultimo elemento del filtro in confronto con la fase del momento eccitatore. Esso permette di ottenere, che il momento resistente opposto al moto dell'ultimo elemento della catena sia in fase con la velocità di questo, per modo che la sua azione equivalga ad una resistenza meccanica pura, eguale alla resistenza caratteristica del filtro indefinito. Per mezzo di tale dispositivo elettrodinamico è stata superata la principale difficoltà, che si oppone all'attuazione ed allo studio sperimentale dei filtri meccanici di questo tipo. Per essi vengono rilevate le curve di attenuazione nel caso di filtri passa-basso, verificando un accordo soddisfacente con le previsioni teoriche.

1. - Richiami sui filtri elettrici.

Lo studio del comportamento di una catena di cellule elettriche in forma di τ o di π è stato affrontato e sviluppato completamente dal Wagner [1], al quale sono dovute le prime applicazioni dei filtri alla telegrafia.

Richiamiamo brevemente le conclusioni, alle quali si perviene, per esempio quando si considerino le catene, formate da un numero indefinito di cellule, rappresentate in fig. 1. Le impedenze Z_{k1} e Z_{k2} di tali catene, misurate all'entrata tra i capi $A\,B$, sono rappresentabili dalle frazioni continue:

$$Z_{k1} = \frac{Z_1}{2} + \cfrac{1}{\cfrac{1}{Z_2} + \cfrac{1}{Z_1 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{Z_2} + \ldots}}} \,, \qquad Z_{k2} = \cfrac{1}{\cfrac{1}{2Z_2} + \cfrac{1}{Z_1 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{Z_2} + \cfrac{1}{Z_1 + \ldots}}}} \,,$$

e queste rientrano nel tipo generale di frazioni continue periodiche che, se convergenti, hanno per valore un irrazionale quadratico.

---

[1] K. W. WAGNER: Archiv. f. Elektr., 1919, VIII, p. 61.

Per ricercare questo valore basta osservare che, dopo un periodo od anche un numero qualsiasi di periodi, l'andamento della frazione si ripresenta come all'inizio, ed allora si può scrivere:

$$Z_{k1} = \frac{Z_1}{2} + \cfrac{1}{\cfrac{1}{Z_2} + \cfrac{1}{\cfrac{Z_1}{2} + Z_{k1}}} \quad , \qquad Z_{k2} = \cfrac{1}{\cfrac{1}{2Z_2} + \cfrac{1}{Z_1 + \cfrac{1}{\cfrac{1}{2Z_2} + \cfrac{1}{Z_{k2}}}}} \; ,$$

donde:

$$Z_{k1} = \sqrt{Z_1 Z_2}\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4 Z_2}} \quad , \qquad Z_{k2} = \sqrt{Z_1 Z_2}\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4 Z_2}}} .$$

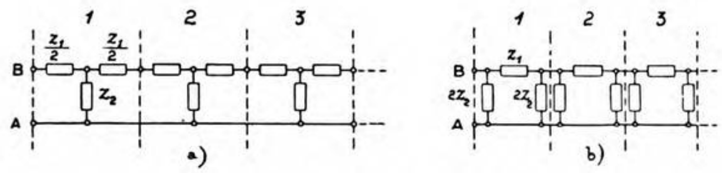


Fig. 1. — Schemi di filtri elettrici a τ ed a π.

Se poniamo per Z_1 e Z_2 le loro espressioni, che sono in generale funzioni della frequenza, si trovano gli intervalli in cui essa può variare, affinchè Z_{k1} e Z_{k2} assumano valori reali e finiti.

Considerando per esempio nel caso *a*) una catena così fatta:

$$Z_1 = j\,\omega\,L \quad , \quad Z_2 = -j/(\omega\,C),$$

si ottiene:

$$Z_{k1} = \sqrt{\frac{L}{C}}\sqrt{1 - \frac{\omega^2 L C}{4}}$$

e, ponendo:

$$\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{L C}} ,$$

$$Z_{k1} = \sqrt{\frac{L}{C}}\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega^2_0}} . \tag{1}$$

Nell'intervallo $0 \leq \omega \leq \omega_0$ l'impedenza Z_{k1} si riduce ad una resistenza ohmica, il cui diagramma in funzione di ω ha l'andamento di un quarto di ellisse avente il centro nell'origine e per semiassi ω_0 e

$\sqrt{L/C}$. Questo valore $\sqrt{L/C}$ prende il nome di *resistenza caratteristica* della catena.

Per non ripetere calcoli noti, basti accennare che nell'intervallo suddetto la tensione applicata ai capi di ogni cellula ha uguale ampiezza, ma fase diversa in confronto con la tensione applicata all'entrata, cioè la catena non dà attenuazione, ma solo spostamento di fase, e quest'ultimo è funzione della frequenza. Fuori di quell'intervallo, ossia per $\omega > \omega_0$, la tensione ai capi della cellula ennesima sta in un rapporto con la tensione all'entrata il quale è funzione esponenziale di n; ed è sfasata rispetto a detta tensione dell'angolo $n\,\pi$.

Sfruttando queste proprietà si può usare la catena come filtro che lascia passare le frequenze corrispondenti ad $\omega < \omega_0$ (filtro passa-basso). Naturalmente per $\omega < \omega_0$ a sinistra della cellula n^a non si ha alcuna variazione del fenomeno, se, invece di avere un numero infinito di cellule verso destra, si inserisce, dopo la cellula n^a, la resistenza di chiusa data dalla (1). La tensione filtrata può esser presa ai capi di questa resistenza ohmica.

In pratica non si usa la resistenza ohmica (1) funzione della frequenza, ma si chiude la cellula n^a sulla resistenza caratteristica $\sqrt{L/C}$.

Il rapporto tra la tensione ai capi della resistenza caratteristica e la tensione all'entrata si definisce *rapporto di trasmissione;* per $\omega < \omega_0$ esso si mantiene eguale all'unità, laddove per $\omega > \omega_0$ discende rapidamente verso zero e si mantiene poi sempre praticamente nullo. La ripidità della curva discendente aumenta se si aumenta il numero degli elementi componenti la catena. Si può anche considerare il rapporto di trasmissione come rapporto tra la corrente nella resistenza caratteristica di chiusa della catena e la corrente all'entrata.

Anzichè chiudere l'uscita della cellula n^a sulla resistenza caratteristica, si può lasciare questa uscita aperta; allora l'impedenza all'entrata è necessariamente una pura reattanza e risulta espressa dal rapporto tra un polinomio di grado $2\,n$ in ω, contenente solo le potenze pari, ed uno di grado $2\,n - 1$ contenente solo le potenze dispari. Per $\omega \geq 0$ questa impedenza si annulla per n particolari frequenze, e diventa infinita per $\omega = 0$ e per altre $n - 1$ particolari frequenze. Se si chiude in corto circuito l'uscita dell'ultima delle cellule, l'impedenza di entrata si annulla per $\omega = \omega_0$ e per tutti gli stessi valori della frequenza per i quali la precedente diventa infinita; essa diventa infinita per gli stessi n valori della frequenza, per i quali la precedente si annulla.

Come media geometrica delle espressioni delle impedenze ottenute chiudendo in corto circuito l'uscita dell'ultima cellula ovvero lasciandola aperta, si ottengono ancora le espressioni relative ad una catena infinita.

Al variare della resistenza di chiusa all'uscita della cellula n^a da 0 ad ∞ la corrente in un qualsiasi membro, rappresentata vettorialmente in grandezza ed in fase rispetto alla tensione all'entrata, varia mantenendosi su di un semicerchio, il cui diametro è funzione della frequenza.

2. - Filtri meccanici.

In base all'analogia esistente tra grandezze elettriche e meccaniche sono stati ideati filtri meccanici equivalenti a quelli elettrici sopra menzionati ([2]). La costruzione pratica è stata brevettata in varie nazioni ([3]), ma non risulta che siano state fatte misure al riguardo. La presente ricerca ha per iscopo di mostrare, come i filtri meccanici possano essere attuati e sperimentati ed entro quali limiti essi si comportino in conformità con le previsioni.

Il filtro meccanico corrispondente al filtro elettrico passa-basso definito dall'equazione (1) si può ottenere mettendo in serie momenti di inerzia e tratti aventi elasticità di torsione, come è indicato in fig. 2.

Un momento $\mathcal{M}$, variabile con legge sinoidale rispetto al tempo, è applicato al primo momento di inerzia ed agisce in un piano nor-

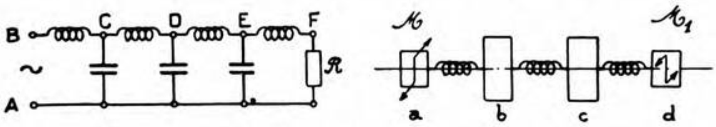


Fig. 2. — Schema di un filtro elettrico e del filtro meccanico corrispondente.

male all'asse della catena. Esso genera un movimento alternativo di torsione in tutta la catena, così che sull'ultimo momento d'inerzia, opportunamente frenato da un momento reagente $\mathcal{M}_1$ pari alla resistenza meccanica caratteristica della catena, agisce un momento alternativo più o meno attenuato.

La corrispondenza tra gli elementi elettrici e meccanici è la seguente:

([2]) H. Wigge: Z. S. f. techn. Phys., 1921, II, p. 302.
H. B. Marvin: Electr. Eng., 1931, XL, p. 349.

([3]) Brevetto americano n. 1681554 (E. L. Norton, New Jersey). - Patente dal 21-8-1928. - Diritto di priorità dal 24-11-1924.

Brevetto francese n. 582359 (Le Matériel Téléphonique, Paris). - Patente dal 13-10-1924. - Diritto di priorità dal 18-2-1924.

Brevetto francese n. 588596 (Le Matériel Téléphonique, Paris). - Patente dal 4-2-1925. - Pubblicato il 12-5-1925. - Diritto di priorità dal 21-8-1924.

Brevetto francese n. 615028 (Le Matériel Téléphonique, Paris). - Patente dal 1-10-1926. - Pubblicato il 28-12-1926. - Diritto di priorità dal 21-12-1925.

Brevetto inglese n. 221792 (Western Electric Company, New York). - Patente dal 3-10-1924. - Diritto di priorità dal 13-9-1923.

Brevetto inglese n. 271810 (Western Electric Company, New York). - Patente dal 30-5-1928. - Diritto di priorità dal 26-5-1926.

Brevetto tedesco n. 465588 (Electrical Research Products, New York). - Patente dal 6-9-1928. - Pubblicato il 25-9-1928. - Diritto di priorità dal 1-1-1924.

Differenza di potenziale tra A e B	Momento esercitato su a
» » » » A » C	» » » b
» » » » A » D	» » » c
» » » » A » E	» » » d
» » » » A » F	Momento resistente reagente
» » » » B » C	Differenza vettoriale dei momenti agenti su b e a
» » » » C » D	Differenza vettoriale dei momenti agenti su c e b
» » » » D » E	Differenza vettoriale dei momenti agenti su d e c
» » » » E » F	Differenza vettoriale fra il momento resistente reagente $\mathcal{M}_1$ ed il momento applicato su d

Corrente in BC	Velocità angolare di a
» » CD	» » » b
» » DE	» » » c
» » EF (= in FA)	» » » d
» » AC	Differenza vettoriale delle velocità di b e a
» » AD	» » » » » c » b
» » AE	» » » » » d » c.

Masse di ferro in forma di parallelepipedi retti di lati l_1, l_2, l_3 costituiscono i momenti d'inerzia $\mathfrak{J}$ intorno ad un asse centrale parallelo ai lati l_1 e fili di acciaio di lunghezza l e sezione circolare di raggio r costituiscono le elasticità di torsione.

Per l_3 piccolo di fronte ad l_2 si ha:

$$\mathfrak{J} = \frac{l_1 l_2 l_3}{12} m \qquad \text{ed} \qquad F_1 = \Phi \frac{\pi}{2\,l} r^4,$$

dove: m (peso specifico del ferro) $= 7{,}7$ dine · sec²/cm,

F_1 = elasticità del filo di acciaio in dine. cm,

Φ (modulo di torsione, per l'acciaio) $= 8 \times 10^{11}$ dine/cm².

Inoltre, per $l_1 = 1{,}0$ cm, $l_2 = 1{,}9$ cm, $l_3 = 0{,}2$ cm, $l = 2{,}9$ cm, $r = 0{,}015$ cm, si ha:

$\mathfrak{J} = 0{,}88$ dine · cm · sec², $F_1 = 2{,}18 \times 10^4$ dine · cm,

$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\sqrt{F_1/\mathfrak{J}} = 314\ \text{sec}^{-1}$, $f_0 = 50$ Hz,

$\mathfrak{R} = \sqrt{\mathfrak{J} F_1} = 139$ dine · cm · sec.

Il primo e l'ultimo momento d'inerzia debbono avere valori metà ossia 0,44 dine · cm · sec²; essi sono costituiti ciascuno da una bobinetta libera di oscillare in un campo magnetico; la bobinetta costituente la prima massa serve al tempo stesso per l'eccitazione, mentre quella costituente l'ultima serve per la misura della velocità angolare generata od anche della tensione generata che è proporzionale a questa velocità.

Si possono eseguire misure della reattanza del filtro all'entrata, lasciando completamente libero di ruotare l'ultimo momento d'inerzia (caso corrispondente al filtro elettrico avente l'uscita dell'ultimo elemento chiusa in corto circuito), o tenendolo completamente fisso (elettricamente corrispondente ad uscita aperta dell'ultimo elemento).

La reattanza all'entrata è il rapporto tra l'ampiezza del momento agente $\mathcal{M}$ e l'ampiezza ϑ_0 della velocità angolare generata, la quale,

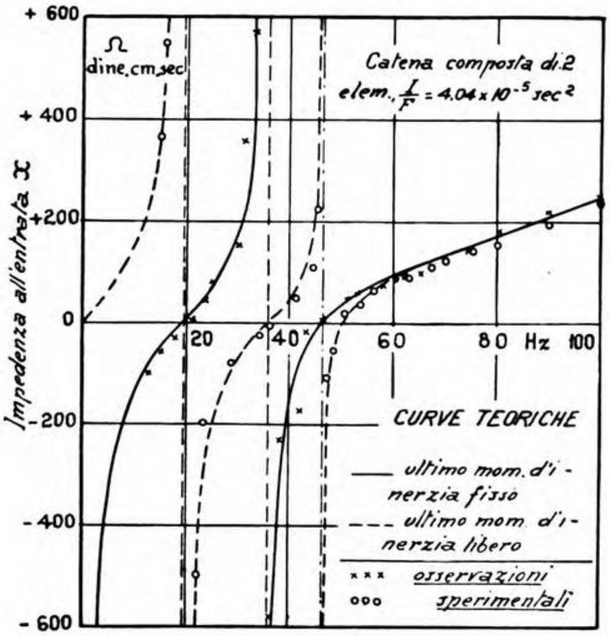


Fig. 3. — Diagrammi teorici e risultati sperimentali di impedenza meccanica (reattanza) di entrata del filtro meccanico, in funzione della frequenza.

in questo caso, è in quadratura col momento agente. Questa velocità ϑ_0 è uguale all'ampiezza angolare α del movimento, misurata con metodo ottico, moltiplicata per la pulsazione ω.

L'impedenza meccanica (reattanza) all'entrata risulta :

$$\mathfrak{X} = \frac{\mathcal{M}}{\vartheta_0} = \frac{k_1 I}{\omega a}$$

dove : I = valore efficace della corrente eccitatrice in mA, $k_1 = 39{,}6$ dine · cm/mA eff. (4).

(4) Vedi l'articolo precedente (A. F., 1933, II, p. 197) sulla misura delle impedenze meccaniche.

I valori sperimentali così ottenuti (fig. 3) sono abbastanza in accordo con le curve teoriche.

Una terza bobinetta, uguale alle precedenti, rigidamente connessa con la bobinetta costituente l'ultimo momento d'inerzia e posta inferiormente ad essa, serve per la generazione elettrodinamica di una impedenza meccanica ([4]) (fig. 4).

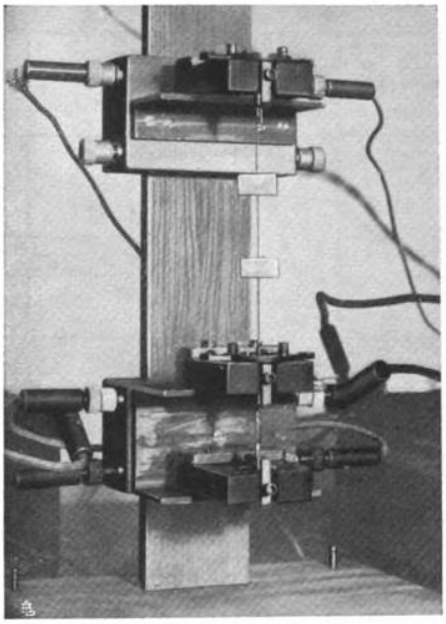


Fig. 4. — Dispositivo sperimentale.

Ai capi della bobinetta costituente l'ultimo momento d'inerzia viene generata una f. e. m. e, che è in fase con la velocità $\dot{\vartheta}$ della bobinetta stessa; e nel caso presente misurando il valore efficace di e in volt e $\dot{\vartheta}$ in rad/sec si ha ([4]) $\dot{\vartheta} = 384\ e$.

Si amplifica opportunamente questa tensione, e si manda la corrente di uscita dell'amplificatore nella terza bobinetta, generando così un momento frenante $\mathcal{M}_1$. Al fine di rendere il momento frenante in opposizione di fase con la velocità dell'ultimo momento d'inerzia occorre che l'amplificatore non dia distorsione di fase. Pure facendo grandi le costanti di tempo degli accoppiamenti dei singoli stadi, non potendosi evitare la presenza di un trasformatore all'uscita, si è constatata per bassissime frequenze una notevole distorsione di fase. Per neutralizzarla si è dovuto adoprare un variatore di fase (variatore di Deguigne), come mostra la fig. 5, e tarare la resistenza $B\,D$ del variatore in funzione della frequenza.

Le tensioni applicate rispettivamente tra A e C, e tra C e B, sono rappresentate da due vettori uguali 1 e 2 in grandezza e fase; le tensioni tra A e D, e D e B sono a loro volta rappresentabili dai

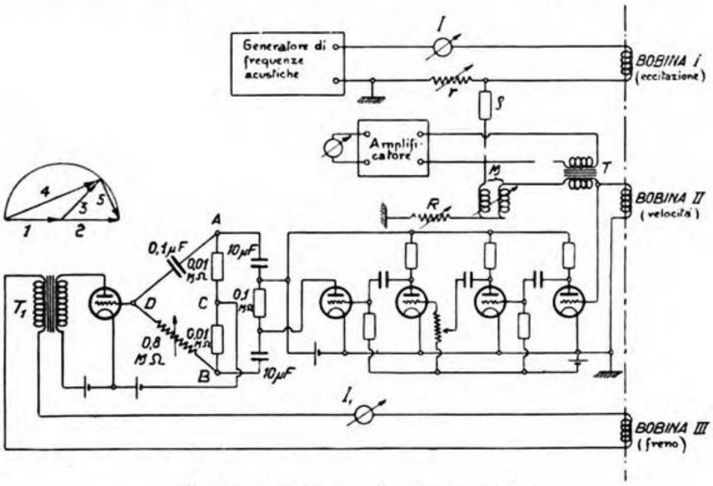


Fig. 5. — Schema elettrico completo.

vettori 4 e 5 normali tra loro. Allora la tensione tra C e D è rappresentabile dal vettore 3, che può ruotare rimanendo invariato in

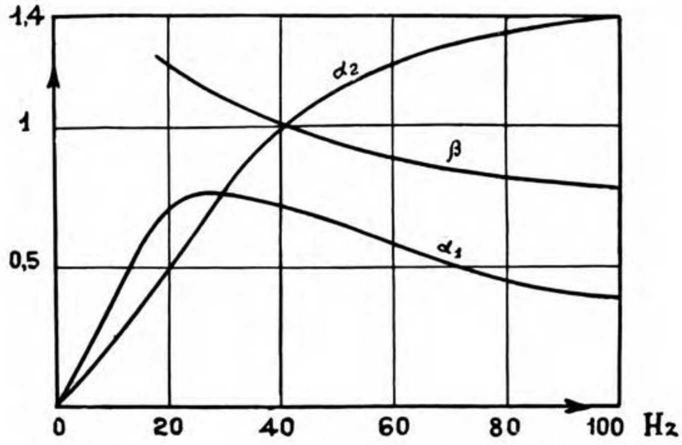


Fig. 6. — Curve teoriche relative alla taratura del sistema.

grandezza quando si varii per esempio la resistenza $B\,D$. Questa tensione 3 viene ulteriormente amplificata ed il secondario del trasformatore T_1 fornisce la corrente I_1 circolante nella bobinetta frenante,

sulla quale agisce in tal modo il momento frenante di ampiezza $\mathcal{M}_1 = k_3 I_1$, ove $k_3 = 28{,}2$ dine. cm/mA eff.

La corrente I_1 deve essere tale, in grandezza ed in fase, da generare una impedenza meccanica avente il coefficiente della parte immaginaria (reattanza) uguale a $-\omega\mathfrak{J}/2$ per compensare il momento d'inerzia proprio della bobinetta aggiunta, ed una componente reale uguale a 139 dine · cm · sec, cioè alla resistenza caratteristica della catena.

Per la misura di questa impedenza meccanica sono state unite rigidamente le tre bobinette, le quali costituiscono così un momento d'inerzia $3\mathfrak{J}/2$. Nella bobinetta superiore circola la corrente eccitatrice I generante un momento di ampiezza $\mathcal{M} = 39{,}6\ I$, ed in assenza

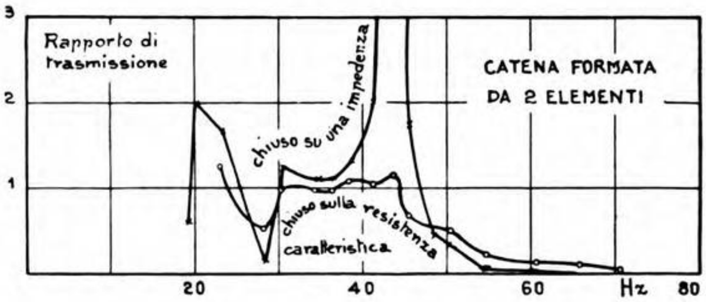


Fig. 7. — Diagramma relativo ad un filtro passa-basso formato da due elementi.

di momento frenante è :

$$\mathcal{M} = \frac{3}{2}\,\omega\,\mathfrak{J}\,\vartheta_0 .$$

Se si applica al sistema mobile il momento $\mathcal{M}_1$ generante la impedenza meccanica :

$$139 - j\,\frac{\omega\,\mathfrak{J}}{2} \quad \text{dine} \cdot \text{cm} \cdot \text{sec},$$

la velocità del complesso assume un valore ϑ, minore peraltro di ϑ_0 ed avente le componenti ϑ_1 e ϑ_2, in fase ed in quadratura col momento eccitatore :

$$\vartheta_1 = \frac{139}{\sqrt{139^2 + \omega^2\,\mathfrak{J}^2}}\,\vartheta\ , \qquad \vartheta_2 = \frac{\omega\,\mathfrak{J}}{\sqrt{139^2 + \omega^2\,\mathfrak{J}^2}}\,\vartheta\ ;$$

ma :

$$\vartheta = \frac{\mathcal{M}}{\sqrt{139^2 + \omega^2\,\mathfrak{J}^2}} = \frac{\frac{3}{2}\,\omega\,\mathfrak{J}\,\vartheta_0}{\sqrt{139^2 + \omega^2\,\mathfrak{J}^2}}\ ,$$

quindi :

$$\vartheta_1 = \frac{\frac{3}{2} \cdot 139\, \omega\, \mathfrak{J}}{\overline{139}^2 + \omega^2 \mathfrak{J}^2}\, \vartheta_0 = a_1 \vartheta_0 \;, \qquad \vartheta_2 = \frac{\frac{3}{2}\, \omega^2 \mathfrak{J}^2}{\overline{139}^2 + \omega^2 \mathfrak{J}^2}\, \vartheta_0 = a_2 \vartheta_0 \,.$$

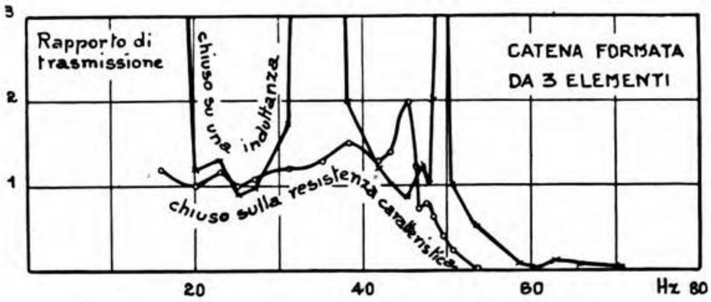


Fig. 8. — Diagramma relativo ad un filtro passa-basso formato da tre elementi.

I coefficienti α_1 ed α_2 sono i rapporti tra le componenti ϑ_1 e ϑ_2 della velocità del sistema opportunamente frenato, e la velocità ϑ_0 nel caso di assenza di momento frenante. In forza della relazione $\vartheta = 384\, e$, valgono gli stessi rapporti anche tra le tensioni generate ai capi della bobinetta centrale.

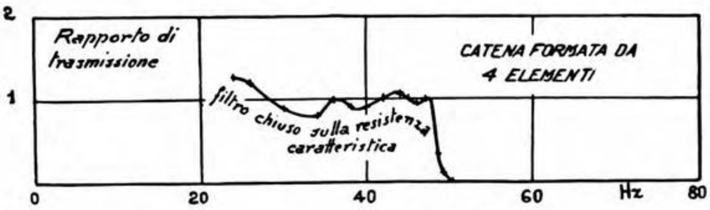


Fig. 9. — Diagramma relativo ad un filtro passa-basso costituito da quattro elementi.

Il momento frenante $\mathcal{M}_1$ è :

$$\mathcal{M}_1 = \sqrt{\overline{139}^2 + \frac{\omega^2 \mathfrak{J}^2}{4}}\; \vartheta = \sqrt{\frac{\overline{139}^2 + \frac{\omega^2 \mathfrak{J}^2}{4}}{\overline{139}^2 + \omega^2 \mathfrak{J}^2}}\; \mathcal{M}$$

ed anche :

$$I_1 = \frac{k_1}{k_3} \sqrt{\frac{\overline{139}^2 + \frac{\omega^2 \mathfrak{J}^2}{4}}{\overline{139}^2 + \omega^2 \mathfrak{J}^2}}\; I = \beta\, I.$$

Conoscendo α_1, α_2 e β in funzione della frequenza (fig. 6), per ogni determinata corrente eccitatrice si può calcolare quale deve essere la opportuna corrente frenante e quali devono essere le due componenti della tensione generata. In tal guisa è possibile tarare il potenziometro dell'amplificatore e la resistenza del variatore di fase in funzione della frequenza, così da ottenere l'impedenza meccanica voluta.

E' qui da osservare, che la taratura del variatore di fase, ottenuta nel modo descritto, è valevole per una intensità della corrente eccitatrice I, perchè al variare di essa varia altresì la corrente nel

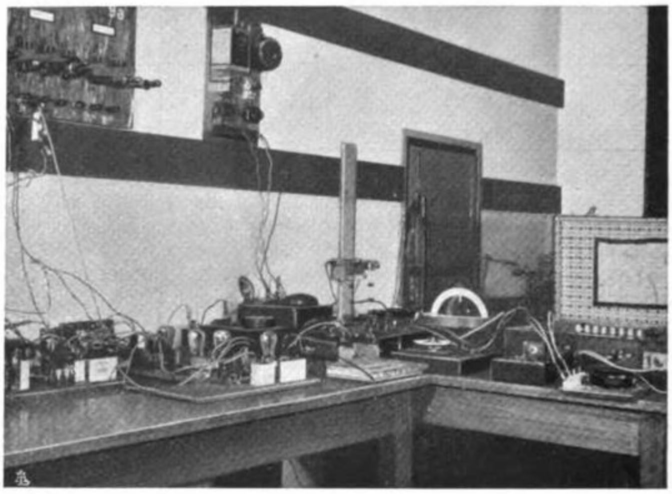


Fig. 10. — Installazione sperimentale.

trasformatore T_1 ed è noto che la distorsione da esso introdotta è funzione della corrente.

Inserendo il filtro tra la bobina superiore e quella centrale, si può, per mezzo delle curve di taratura ottenute, determinare la resistenza caratteristica, su cui occorre chiudere il filtro. Le risonanze sulle frequenze critiche del sistema vengono tutte notevolmente smorzate, ed il rapporto di trasmissione, considerato come rapporto di velocità tra il primo momento d'inerzia e l'ultimo, ha l'andamento rappresentato dalla fig. 7.

All'aumentare del numero degli elementi componenti il filtro, vengono sempre più smorzate le risonanze del sistema e diviene più decisa la caduta del rapporto di trasmissione in corrispondenza della frequenza limite (ω_0) o frequenza di taglio (fig. 8 e 9).

La presenza del variatore di fase diviene superflua quando si usino frequenze superiori a qualche centinaio di hertz, poichè il tra-

sformatore e gli accoppiamenti non introducono più distorsione di fase apprezzabile.

La fig. 10 mostra l'insieme dell'apparecchiatura e l'intera installazione sperimentale.

3. - Conclusione.

Col dispositivo descritto è possibile filtrare i movimenti angolari alternativi. Può essere forse in alcuni casi economicamente conveniente l'introduzione di un filtro meccanico in luogo di uno elettrico per filtrare tensioni alternative a bassissima frequenza, potendosi così evitare l'uso di grosse e costose capacità ed induttanze. Si noti tuttavia, che con un sistema meccanico, per effetto di attriti e di usure, sarà difficile raggiungere la precisione e la stabilità di cui un sistema elettrico è capace.

La presente ricerca ha permesso di mostrare sperimentalmente in quali condizioni ed in quale misura un filtro meccanico possa rispondere alle previsioni teoriche.

Lo scrivente è lieto di poter ringraziare il prof. G. Vallauri per i consigli ricevuti ed il prof. E. Meyer per il largo aiuto concessogli ([5]).

([5]) Il presente lavoro ed il precedente, pubblicato in questo stesso fascicolo (A. F., 1933, II, p. 197), sono stati compiuti nell'Istituto Heinrich Hertz di Berlino diretto dal prof. K. W. Wagner.

Lo scrivente esprime la sua gratitudine alla Cassa di Risparmio di Lucca che con l'assegnazione della borsa di studio « Del Secco » gli permise la permanenza a Berlino. E' molto grato altresì al prof. Wagner che, accettandolo nell'Istituto da lui diretto, gli rese possibili queste ricerche sperimentali.

LA RADIOTECNICA AL CONGRESSO DI PARIGI

Nella sezione di « alta frequenza » del Congresso Internazionale di Elettricità di Parigi sono stati discussi molti interessanti rapporti e comunicazioni sulla radio ed i problemi con essa connessi. Viene esposto brevemente il contenuto dei varii lavori.

Il Congresso internazionale di Elettricità, tenutosi a Parigi nel luglio 1932, aveva lo scopo di celebrare il cinquantenario del precedente storico Congresso del 1881. Il grande convegno ha recato un contributo positivo al progresso delle conoscenze sull'elettrotecnica, con una massa davvero imponente di memorie e comunicazioni, presentate da autorevoli scienziati e tecnici di tutti i paesi.

Tra le varie sezioni che si sono divise il campo troppo vasto dell'intera elettrotecnica, il congresso attuale ha avuto quella destinata ai fenomeni di alta frequenza, cioè in sostanza alla radio, che non esisteva sicuramente nel congresso di 50 anni prima. Il contributo recato in questo campo è tanto più notevole ed apprezzabile, in quanto la radio è una tecnica in continua, incessante evoluzione, e l'inconveniente più sentito da tutti è appunto quello di non poterne seguire il rapido molteplice progredire con la prontezza desiderata.

I lavori della sezione di « alta frequenza » si sono svolti durante tre giorni sotto la presidenza generale del prof. Gutton e quella effettiva, nelle varie giornate, dei prof. Giebe (Germania), Vallauri (Italia), Rayner (Inghilterra). Tutti i relatori intervenuti hanno esposto brevemente la sostanza dei loro lavori, ciò che ha dato modo di stabilire una discussione su vari temi, aperta a tutti i congressisti, ed istruttiva in un alto grado.

Va resa lode al comitato organizzatore per aver provvisto con sufficiente anticipo alla stampa dei rapporti e delle comunicazioni. Tali pubblicazioni, di cui ciascun iscritto al congresso ha potuto provvedersi fin dall'inizio delle sedute, costituiscono una raccolta veramente notevole di dati, informazioni e comunicazioni sulla radio, nei suoi aspetti di piena attualità, e rappresentano per i tecnici e per gli studiosi un quadro assai vasto, se non proprio completo, della radiotecnica nel suo stato attuale.

Perchè i lettori dell'*Alta Frequenza* possano essere messi rapidamente e sia pur sommariamente al corrente dell'importante contributo portato alla radio dal congresso di Parigi, riportiamo le recensioni singole della quasi totalità dei lavori.

1. - Propagazione.

E. V. Appleton. — *Trasmissioni senza filo e fenomeni elettrici dell'alta atmosfera.*

Il primo esame della funzione esercitata dall'alta atmosfera nelle trasmissioni senza fili deriva dai risultati del collegamento stabilito da Marconi tra l'Inghilterra e l'America nel 1901.

E' del 1902 l'ipotesi dell'esistenza nell'alto di uno strato conduttore, avanzata indipendentemente da Kennelly e da Heaviside; del 1925 la prima prova dell'esistenza reale di tale strato e della determinazione della sua altezza, per opera di Appleton. Il metodo seguito dall'Appleton consiste nell'osservazione delle variazioni dell'intensità di un segnale alla stazione ricevente, in funzione della frequenza del trasmettitore, variata lentamente e con continuità. Come è noto, operando in tal modo si rilevano massimi e minimi di intensità, dovuti alla interferenza tra raggio diretto e raggio riflesso; l'altezza dello strato è in relazione con l'intervallo di frequenza corrispondente al periodo della variazione. Nel 1927 i risultati di Appleton venivano confermati da Smith Rose e da Barfield.

I risultati delle prime misure di altezza equivalente dello strato, fatte con onde di 400 metri, indicavano un'altezza di 90-100 km. Una nuova serie di misure mostrò che, durante quasi tutte le notti, dopo il calar del sole, l'altezza aumenta leggermente e raggiunge il suo valor massimo circa 30 minuti avanti il levarsi del sole, dopo di che si produce una variazione assai rapida che riduce l'altezza al valore più basso della giornata. Durante le notti normali l'altezza può raggiungere circa 120 km, ma in certe circostanze, durante le ore che precedono l'alba, onde di 400 metri penetrano nello strato di Kennelly e Heaviside e si riflettono su uno strato superiore (scoperto dall'Appleton), più ricco di ioni, e situato all'altezza di 200-300 km. Prove eseguite con diverse frequenze hanno mostrato che ad una data ora del giorno, per le frequenze inferiori ad un certo valore, la riflessione si produce sul primo strato, la cui altezza aumenta leggermente con la frequenza, per le frequenze superiori sul secondo strato, la cui altezza aumenta invece assai più rapidamente con la frequenza medesima. Con frequenze superiori a 10^7 Hz le onde riescono ad attraversare anche il secondo strato ed a sfuggire nello spazio.

Nel 1927 Appleton ha eseguito una serie di prove per determinare la polarizzazione delle onde riflesse dall'alta atmosfera, trovando che in Inghilterra essa è circolare e di senso sinistrorso.

Per ciò che riguarda la natura delle variazioni che sopravvengono nelle caratteristiche delle onde riflesse durante la notte, si deve pensare alla possibilità di variazioni nell'angolo d'incidenza, nell'intensità, nella fase e nella polarizzazione delle onde riflesse. L'evanescenza (*fading*), che è il risultato di tali variazioni, si rivela in maggior grado come variazione di intensità ed in minor grado come variazione di fase. Una causa non trascurabile di evanescenza può essere anche, specie alle corte distanze (secondo le vedute di Appleton divise anche da Parkinson), la rotazione del piano di polarizzazione delle onde riflesse.

Poichè gli strati ionizzati hanno uno spessore tutt'altro che trascurabile e sono costituiti da un ammasso di elettroni relativamente poco denso, invece di riflessioni sugli strati si tratta in realtà, come è ormai bene acquisito, di rifrazioni. Eccles e Larmor hanno dato nel 1912 e nel 1924 una espressione dell'indice di rifrazione in funzione della densità elettronica e della frequenza delle onde.

Nel 1925 Appleton, Nichols e Schelleng, indipendentemente, hanno completato le teorie di Eccles e Larmor, tenendo conto del campo

magnetico terrestre, prima trascurato. In tale modo ci si rende conto, ad esempio, del senso della polarizzazione e si trova come esso debba essere sinistrorso in Europa, conforme alle esperienze di Appleton, destrorso nell'emisfero sud, come trovato recentemente dal Green.

E. YOKOYAMA e I. TANIMURA. — *Trasmissione a grande distanza di onde a bassa frequenza.*

Dal maggio 1928 al gennaio 1931 tutti i mesi, a Isohama, in vicinanza di Tokio, gli AA hanno eseguite misure di intensità di campo, sulle sette seguenti stazioni ad onde lunghe: Bolinas, Bordeaux, Kahuku, Malabar, Nauen, Saigon, Varsavia.

I principali fenomeni osservati sono i seguenti:

1°) L'intensità dei segnali di giorno di Kahuku fu sempre più forte di quella dei segnali di notte; i risultati furono invece opposti per tutte le altre stazioni.

2°) Le emissioni di Bolinas e Kahuku, il cui percorso ha luogo unicamente per mare da est ad ovest, sono soggette a lunghi periodi di evanescenza (*fading*) di giorno (3 a 4 per Bolinas, 2 a 3 per Kahuku). Si può ammettere che le onde di bassa frequenza più intense siano emesse in una direzione quasi parallela alla superficie della terra e raggiungano il ricevitore dopo riflessioni ripetute sulla superficie terrestre e sullo strato di Heaviside. Stimando ad 80 km l'altezza dello strato per le onde di bassa frequenza, le onde emesse da Kahuku si rifletterebbero 3 volte, e 4 volte quelle emesse da Bolinas.

3°) Solamente una leggera evanescenza è stata osservata sulle tramissioni terrestri.

2. - Radiotelefonia tra punti fissi e radiotelefonia tra punti mobili. - Radio e navigazione. - Radiotelefonia segreta. - Collegamenti radio tra stazione e stazione.

P. BOUVIER. — *Stato attuale della radiotelefonia tra punti fissi.*

Nel 1932 più del 20 % degli abbonati al telefono del mondo intero può entrare in mutua comunicazione diretta grazie all'intermediario della radiotelefonia. Solamente sei anni fa non esisteva al mondo alcuna comunicazione di tale genere. Lo sviluppo della radio in questo campo è stato particolarmente rapido per varie ragioni di ordine tecnico, prima tra le quali la difficoltà di ottenere a grande distanza ricezioni molto pure e molto stabili, difficoltà che è stata superata si può dire solo in grazia delle emissioni ad onde corte dirette, che hanno permesso di ridurre i rumori ad un livello sufficientemente basso.

Tra i vari progressi tecnici, che hanno facilitato notevolmente lo sviluppo delle comunicazioni telefoniche per via radio, sono da annoverare l'introduzione dei sistemi *antifading* e dei dispositivi *antieco*. Mentre i primi hanno lo scopo di compensare le fluttuazioni d'intensità del segnale dovute alla propagazione, con una corrispondente variazione della sensibilità dell'amplificatore, i secondi servono a sopprimere la reazione della trasmissione sulla ricezione locale mediante adatti soccorritori automatici di inserzione e disinserzione.

Le onde adoperate per i collegamenti radiotelefonici hanno lunghezze comprese tra 15 e 60 metri, che si scelgono secondo le stazioni e le ore della giornata, in modo da avere le condizioni di propagazione più favorevoli. Queste condizioni, per la propagazione nei due sensi in un dato momento, sono sensibilmente le stesse, tuttavia una piccola differenza di lunghezza d'onda deve essere conservata tra i due emettitori, perchè le stazioni riceventi non siano disturbate dalle emittenti vicine. Uno scarto di lunghezza d'onda del 3 % è sufficiente, quando siano prese tutte le precauzioni del caso.

Onde cortissime sono state adoperate per comunicazioni tra la Francia e la Corsica, l'Italia e la Sardegna, e microonde per stabilire collegamenti attraverso la Manica.

Una notevole stabilità di onda è necessaria, perchè una variazione d'onda anche molto rapida, che non è di nessuna conseguenza per trasmissioni a breve distanza, porta ad una cattiva intelligibilità della parola nelle trasmissioni a distanza grande.

Si sono anche attuati in vario modo collegamenti speciali, atti a fornire una segretezza quasi assoluta.

Nei collegamenti tra radio e filo si deve aver cura che le correnti telefoniche provenienti dal microfono dell'abbonato e destinate a modulare l'emettitore siano senza azione sul ricevitore locale. Analogamente le correnti provenienti dal ricevitore e destinate ad alimentare il telefono ricevitore dell'abbonato non devono influenzare gli apparecchi di modulazione dell'emettitore. Il sistema di collegamento è del resto analogo a quello impiegato per lo scambio delle comunicazioni telefoniche sui cavi internazionali, che si basa sull'uso di linee artificiali.

Allo scopo di sopprimere echi molto dannosi si è dovuto far in modo di non consentire mai la conversazione contemporanea nei due sensi; così un abbonato non può cominciare a parlare, se non quando l'altro ha finito, le commutazioni avendo per altro luogo automaticamente comandate dalla voce stessa.

Sono infine elencati i principali collegamenti radiotelefonici a grande e piccola distanza ed esposte alcune interessanti osservazioni circa l'ingombro dell'etere per l'eccesso di onde.

F. G. LORING e H. H. BUTTNER. — *La radiotelefonia tra stazioni mobili.*

Si tratta in realtà, per la maggior parte, di comunicazioni tra una stazione mobile ed una stazione fissa, quali le comunicazioni tra le navi, gli aeroplani, i treni e la terra.

Nei confronti della radiotelegrafia, la radiofonia, riguardo alle applicazioni considerate, ha l'inconveniente di una tecnica più complessa, ma il vantaggio di non richiedere la presenza di personale specializzato e di permettere comunicazioni dirette tra i due corrispondenti, senza necessità di alcun intermediario.

Un certo numero di grandi navi del servizio transatlantico è attualmente provvisto di installazioni radiofoniche capaci di assicurare, durante la maggior parte della traversata, un collegamento con la terra ferma, analogo a quello esistente tra gli abbonati di una rete

telefonica ordinaria. Le potenze di antenna adoperate sono dell'ordine di 1 kW per le stazioni a bordo. e dell'ordine di 10 kW per le stazioni terrestri predisposte per il collegamento. A seconda dell'ora, della distanza e della posizione della nave, vengono adoperate frequenze opportune.

I risultati pratici ottenuti nel 1931 nel collegamento tra le navi e l'America sono stati assai soddisfacenti. Si sono rivelate commercialmente buone più dell'80 % delle comunicazioni stabilite per tutte le distanze, ore, frequenze, e più del 95 % delle comunicazioni per le distanze minori di 1500 miglia marine.

Anche sulle piccole navi la radiotelefonia ha trovato diffuse applicazioni, mediante installazioni naturalmente di potenze assai più modeste e di portate ridotte. Con 25 watt d'antenna si raggiungono portate diurne normali di 200 miglia marine ed in condizioni eccezionali portate notturne anche di 500 e 1000 miglia. In generale questi radiocollegamenti sono limitati al servizio tra stazione e stazione, e non sono prolungati mediante le reti telefoniche terrestri. Il servizio viene fatto generalmente in simplex. Installazioni del genere sono state ad esempio installate a bordo dei battelli da pesca del mar Baltico e nei mari spagnoli, sulle navi guardia costa degli Stati Uniti, sulle navi per passeggeri in servizio tra il Giappone e Formosa e Chosen, su varie navi per il passaggio della Manica.

La radiotelefonia è oggi installata anche su diverse centinaia di aeroplani delle linee civili europee ed americane, dove si è rivelata un ausiliario preziosissimo della navigazione. Un notevole numero di stazioni terrestri sono state predisposte per questo servizio. Generalmente a bordo non v'è un operatore radiofonico. La lunghezza d'onda adottata è di 900 metri in Europa, comune a tutti i collegamenti, stabiliti in modo da non interferire mutuamente, e di 180-200 metri in America. Con emettitori della potenza di 25-50 watt-antenna si raggiungono in Europa portate normali di 100 miglia ed in America di circa 200 miglia.

Il primo collegamento radiofonico con treni in marcia che abbia dato risultati veramente soddisfacenti fu inaugurato nel 1923 tra Berlino ed Amburgo; un servizio analogo è stato installato nel 1930 tra Montreal e Toronto. Le potenze messe in gioco sono di circa 50 watt; le distanze superate di circa 100-200 km con frequenze di 60-75 kHz. Nel treno l'antenna trasmettente è disposta sul tetto della vettura.

Per le comunicazioni a moderata distanza tra navi si può prevedere l'uso di onde molto al di sotto dei 10 metri. Sistemi del genere sono del resto già installati sulle navi da guerra. L'uso di onde molto corte può anche essere utile per stabilire sistemi di guida delle navi nei canali e nei porti.

A. Hubert. — *Le applicazioni della radiotelegrafia alla marina mercantile ed all'aeronautica civile.*

In mare, al contrario che in terra, la radio è il solo mezzo possibile di comunicazione a distanza. Le installazioni radio a bordo devono servire in ordine d'importanza agli scopi seguenti:

1°) Salvaguardare la vita umana ed i beni sul mare.

2°) Facilitare la navigazione.

3°) Permettere agli armatori di sorvegliare e controllare l'uso della nave.

4°) Soddisfare i bisogni commerciali e privati dei passeggeri e dell'equipaggio.

La tecnica degli apparati si è orientata nel senso di stabilire da una parte un'efficace salvaguardia delle persone e dei beni e di aumentare la sicurezza della navigazione, di provvedere dall'altra al servizio delle comunicazioni pubbliche. Questa duplice tendenza porta a punti di vista spesso contradditori. Per il servizio commerciale occorrerebbe un'onda pura e stabile di potenza anche limitata, per la sicurezza un'onda potente e capace di dominare tutte le altre.

Varie conferenze internazionali hanno disciplinato l'uso della radio a bordo per i vari servizi. Attualmente esiste per una vasta categoria di navi l'obbligo di avere la radio a bordo in duplice apparato, l'uno destinato ai servizi normali, relativi alla sicurezza di navigazione ed al traffico, l'altro ai segnali di soccorso. Quest'ultimo apparato deve avere una sua alimentazione indipendente. Pure non essendo obbligatorio, un notevole numero di navi sono munite di una stazione di soccorso sistemata su un canotto di salvataggio.

I due apparati (servizio normale e servizio di soccorso) possono essere riuniti in un solo che corrisponda ai requisiti richiesti per la stazione di soccorso. In tale caso l'emissione smorzata viene ottenuta generalmente mediante un dispositivo a interruzione, inserito nel circuito principale. Le stazioni di soccorso devono avere una portata di 50-80 miglia a seconda della classe di navi. I segnali di soccorso hanno la precedenza su qualunque altra comunicazione.

In certi casi, in cui la nave è dispensata dall'avere a bordo un secondo radiotelegrafista, è obbligatoria l'installazione di un ricevitore automatico dei segnali di soccorso, che fa agire una suoneria quando giunge il segnale d'allarme. Attualmente 1300 navi hanno il ricevitore automatico, 15.000 navi sono munite di apparecchi radio, 450 hanno un emettitore radiotelefonico della portata di 100-200 miglia, con onde di frequenza intermedia.

La radiogoniometria è obbligatoria per tutte le navi al di sopra di 5000 tonnellate; 4000 sono così provviste di radiogoniometri. Il radiogoniometro è considerato come uno strumento di navigazione e non come un apparecchio di telegrafia. Oggi si cerca di dare una maggiore diffusione ai radiofari per mezzo dei quali le navi potrebbero determinare la loro posizione anche senza disporre di radiogoniometri a bordo.

Al di fuori del servizio radiogoniometrico, ia radio rappresenta un notevole ausiliario della navigazione per mezzo dei segnali orari, dei bollettini meteorologici, degli avvisi circa gli ostacoli alla navigazione. Nell'Atlantico del nord si hanno pattuglie contro i ghiacci che trasmettono per radio le loro comunicazioni alle navi.

Sugli aeroplani, contrariamente a quanto è accaduto sulle navi, si è cominciato coll'installare la telefonia invece della telegrafia, ma oggi ci si sta gradualmente orientando verso la seconda, che, insieme con lo svantaggio di richiedere un telegrafista od almeno un

secondo pilota a bordo, presenta il vantaggio di fornire una maggiore sicurezza con apparati anche meno potenti. Si adoperano potenze di antenna di 50-100 watt, fornite da apparecchi del peso di 40-50 kilogrammi, alimentati da generatori mossi da un'elica a vento. I ricevitori sono di solito costituiti da tre stadi ed il comando degli organi di sintonia si fa a distanza mediante cavo Bowden. Come la navigazione sul mare, così la navigazione aerea trae notevole ausilio dalla radiogoniometria e dai servizi meteorologici. La radiogoniometria viene, specialmente in America, gradualmente sostituita dal servizio dei radioallineamenti.

M. Chireix. — *Il segreto nelle comunicazioni radiotelefoniche.*

Un buon sistema di collegamento segreto deve rendere praticamente impossibile l'intercettazione delle comunicazioni da parte di terzi, pur assicurando il traffico con i corrispondenti voluti, col massimo d'intelligibilità, anche nelle condizioni più sfavorevoli alla propagazione.

I principali metodi, con cui si può cercare di assicurare il segreto di una trasmissione, possono essere così classificati :

1°) *Metodi di trasposizione.* La gamma delle frequenze armoniche componenti la voce, viene limitata, mediante filtri, all'intervallo che si giudica necessario per una buona riproduzione della voce, e tale intervallo viene spostato in blocco aggiungendo una frequenza fissa alle varie frequenze componenti la parola (trasposizione), o sottraendo tali frequenze da una frequenza egualmente fissa (inversione). A tal fine possono essere adoperati procedimenti analoghi a quelli di cambiamento di frequenza, usati correntemente nella ricezione radio. Alla ricezione, mediante procedimenti analoghi a quelli adoperati nella trasmissione, si ridà alla voce il suo primitivo carattere intelligibile.

2°) *Metodi di ritardazione.* Con l'uso di una linea artificiale convenientemente lunga, si ritardano alla trasmissione certe frequenze componenti (ad esempio le più alte) maggiormente che non le altre, in modo che il ritardo sia superiore alla durata di una sillaba. All'arrivo si dispone di una linea di ritardazione inversa a quella stabilita alla partenza.

3°) *Metodo delle commutazioni e variazioni sincrone.* Disponendo di due distinti canali telefonici, si commuta sincronicamente alla trasmissione ed all'arrivo, secondo una legge comunque complessa, la conversazione da un canale all'altro. La commutazione può essere eseguita anche su comunicazioni invertite o trasposte, nel quale caso si può anche, invece, sostituire la commutazione mediante una variazione della frequenza F che caratterizza la trasposizione o l'inversione medesima.

4°) *Metodi « multiplex ».* In luogo di una sola comunicazione segreta se ne stabiliscono due altre, o si giustappone una emissione telegrafica ad una o due comunicazioni telefoniche. I terzi troveranno in questa sovrapposizione una difficoltà di ricezione in più, che si aggiunge a quelle già esistenti.

5°) *Metodi di trasmissione senza onda portante o con portante*

avente frequenza variabile. In luogo dei metodi sopra esposti, che fanno intervenire la bassa frequenza, se ne possono adottare altri, che al contrario si applicano all'alta frequenza. Un segreto relativo può essere raggiunto con i sistemi già da tempo noti di trasmissione senza portante; la difficoltà di ricezioni da parte di estranei (che è dovuta alla necessità di creare in arrivo una portante molto stabile) può essere in essi notevolmente accresciuta mediante l'uso di una portante periodicamente variabile (variazione ad esempio di 200 Hz alla cadenza di un minuto). Più semplicemente, se pur con risultati più modesti, si può anche variare periodicamente la portante di una trasmissione normale.

Dopo aver esaminato il problema nella sua generalità, l'A svolge alcune interessanti considerazioni circa il modo con cui si manifestano, nei sistemi segreti, le irregolarità di propagazione ed in particolare l'evanescenza. Queste irregolarità pongono limiti alla complicazione dei sistemi, rendendo in particolare praticamente inattuabile il procedimento di suddivisione della gamma di frequenze della voce in più gamme, e di applicazione variata e indipendente, a ciascuna di tali gamme, dei procedimenti di trasposizione od inversione.

Il rapporto è completato dalla descrizione del sistema segreto attuato dalla S. F. R., che permette contemporaneamente lo svolgimento di due conversazioni radiotelefoniche e di un collegamento radiotelegrafico. La prima conversazione è trasposta con l'uso di una frequenza F_1, la seconda invertita con l'uso di una frequenza F_2, il traffico telegrafico è eseguito su di una frequenza di modulazione di circa $(F_1 + F_2)/2$. Tale sistema è stato sperimentato con buoni risultati nel collegamento radio tra Francia ed Argentina. Si è trovato che la ricezione con il sistema segreto seguita ad essere buona anche quando quella con il sistema ordinario ha cessato di esserlo.

M. MURATA. — *Intercomunicazione tra le stazioni di radiodiffusione in Giappone mediante il sistema di telefonia a onda portante.*

Il Giappone è particolarmente montagnoso, numerose province sono geograficamente isolate e le condizioni di ricezione sono molto diverse da una provincia all'altra. Ciò porta a ritenere che un buon servizio di radiodiffusione potrebbe essere stabilito mediante l'uso di numerose stazioni di piccola potenza (40 stazioni da 500 watt), tra loro collegate telefonicamente per la comune utilizzazione dei programmi.

Una linea telefonica, per una buona trasmissione della musica, deve rispondere alle seguenti caratteristiche:

1°) Trasmissione di una banda di frequenze da almeno 100 a 5000 Hz.

2°) Attenuazione costante entro tutta la gamma di frequenze.

3°) Caratteristica di ampiezza uniforme per tutta la gamma.

4°) Variazioni della trasmissione, dovute al tempo ed alla stagione, più piccole che possibile.

5°) Rumori, interferenze, induzioni molto ridotte e costanti.

6°) Sicurezza contro il pericolo di interruzione accidentale della trasmissione.

Una linea a filo nudo risponde generalmente ai primi tre requisiti ed una linea per cavo ai tre ultimi a condizione d'impiegare fili schermati e con frequenza limite non inferiore a 10.000 Hz. Il sistema ad onda portante rappresenta una soluzione intermedia tra le due. Esso sembra preferibile per ragioni tecniche ed economiche alle linee telefoniche usuali commerciali od indipendenti, ed alle trasmissioni radio, per stabilità e qualità.

Attualmente in Giappone, sia il sistema della telefonia usuale, sia quello del collegamento radio, sia infine quello della telefonia su onda portante, sono adoperati. Il sistema ad onda portante non è immune anch'esso da qualche inconveniente, ma tutto sommato sembra suscettibile di grande estensione.

3. - Radiogoniometria.

R. MESNY. — *La radiogoniometria.*

Le origini della radiogoniometria si identificano quasi con quelle della radiotelegrafia medesima. Già nel secolo passato S. G. Brown mostrava i risultati di direttività ottenibili con l'uso di due antenne spaziate di mezza onda. Nel 1902 il principio del quadro radiogoniometrico veniva dimostrato sperimentalmente. Nel 1907 l'ideazione da parte di Bellini e Tosi del sistema a due telai fissi segnava per la radiogoniometria l'inizio dell'era delle applicazioni; oggi i grandiosi progressi, compiuti nell'amplificazione dei segnali per mezzo dei tubi elettronici, hanno nuovamente ricondotto all'uso del quadro girevole, ormai ridotto a dimensioni modestissime (40-50 cm di diametro).

I due problemi fondamentali, che si presentano nella pratica della radiogoniometria, sono quello della compensazione della dissimmetria prodotta dall'introduzione di una capacità verso terra, dovuta a sua volta alla connessione dell'amplificatore coi capi del quadro (effetto di antenna), e quello dell'eliminazione dell'incertezza di 180° nell'azimut. Ambedue i problemi hanno ormai trovato la loro completa risoluzione e la radiogoniometria è oggi un ausiliario veramente prezioso della navigazione, sia marittima, sia aerea.

Le masse metalliche producono a bordo delle navi o delle aeronavi deviazioni di tipo prevalentemente quadrantale, deviazioni studiate dal Mesny per primo, e rispondenti alla legge:

$$d = -\Delta \text{ sen } 2\,g$$

dove d è la deviazione, g la giacitura vera della stazione riportata all'asse della nave e contata positivamente verso dritta. Questa deviazione, finchè l'onda è assai più lunga della nave, è indipendente dalla frequenza. Il valore di Δ arriva per le navi molto grandi sino a 12°-15° e per gli aeroplani può anche essere negativo.

In buone condizioni gli errori di rilevamento di giorno su onde lunghe sono in media superiori a 1° a terra, a 2° - 3° sulle navi, a 5° - 6° sugli aeroplani. Buoni rilevamenti si possono fare solamente sulle onde lunghe; specie a bordo delle navi non conviene scendere al disotto di 500 metri.

Di notte gli azimut osservati coi radiogoniometri usuali sono quasi tutti erronei; deviazioni tra 5° e 15° sono normalissime, ma si può arrivare anche a molto di più. La causa del fenomeno è stata ormai chiaramente riconosciuta come dovuta alle onde riflesse dall'alta atmosfera.

Recentemente (1930) Smith Rose e Barfield hanno stabilito un sistema di radiogoniometria che riduce gli errori di notte a meno di 4° - 5°. Si tratta di una specie di radiogoniometro Bellini e Tosi composto, invece che di quadro, di antenne aperte, sensibili solamente all'azione della componente verticale del campo. Tale sistema si presta bene all'uso sulle onde corte.

A terra ha molta importanza la scelta della località sulla quale un radiogoniometro viene installato; il posto più adatto è un terreno piano dell'estensione di diversi kilometri.

La radiogoniometria intesa come ausiliario della navigazione può essere anche attuata per mezzo di emissioni direttive, orientate secondo direzioni periodicamente variabili con legge nota nel tempo (radiofari). All'istante di massima ricezione la nave può trovare la sua posizione angolare rispetto all'emettitore col semplice aiuto di un orologio. Questo sistema ha ricevuto negli ultimi anni una notevole diffusione.

Un altro sistema, anch'esso assai diffuso, permette di fissare nell'aria la rotta rettilinea di un aeroplano. Due quadri emettitori sono collocati in croce, come quelli di un radiogoniometro Bellini e Tosi. Sull'uno di questi quadri si emettono segnali determinati, la lettera A per esempio, indefinitamente ripetuta; sull'altro quadro, utilizzante lo stesso generatore e quindi la stessa frequenza, si emettono i segnali complementari durante i silenzi della prima emissione: la lettera N nel caso attuale. Un osservatore collocato sull'una delle bisettrici degli angoli dei quadri udrà un suono continuo, mentre un osservatore spostato a destra od a sinistra di queste linee udrà gli A più forti degli N o viceversa. Il più delle volte questo concetto è attuato in maniera un po' diversa in modo da rimpiazzare la ricezione auditiva con una ricezione visuale.

H. Busignies. — *Radiogoniometria.*

Un piccolo quadro ruota ad esempio alla velocità di 600 giri al minuto ed il suo effetto di ricezione è combinato con quello di una antenna allo scopo di ottenere un diagramma di ricezione unilaterale (cardioide). Sullo stesso asse di rotazione del quadro e solidale con esso si trova un elettromagnete il cui flusso agisce su di un particolare equipaggio galvanometrico azionato dalla corrente raddrizzata fornita da un ricevitore connesso col quadro (fig. 1). L'equipaggio è tale che la coppia agente è nulla solamente quando esso assume un orientamento ben determinato rispetto a quello da cui provengono le onde. Nelle altre posizioni la coppia è nel senso di dirigere l'equipaggio secondo tale particolare direzione. Per questa via si ottiene un radiogoniometro a lettura diretta, su cui la direzione dell'onda ricevuta si legge per tutti i 360° con la approssimazione di 1° - 2°.

L'apparecchio, che funziona bene, a quanto riferisce l'A, anche

nel caso di presenza di forti parassiti, può essere di grande aiuto alla navigazione, sia aerea, sia marittima. La deviazione quadrantale a bordo delle navi può essere facilmente compensata mediante l'uso di due placche metalliche verticali di forma adatta, collocate da ciascun lato del quadro ricevitore.

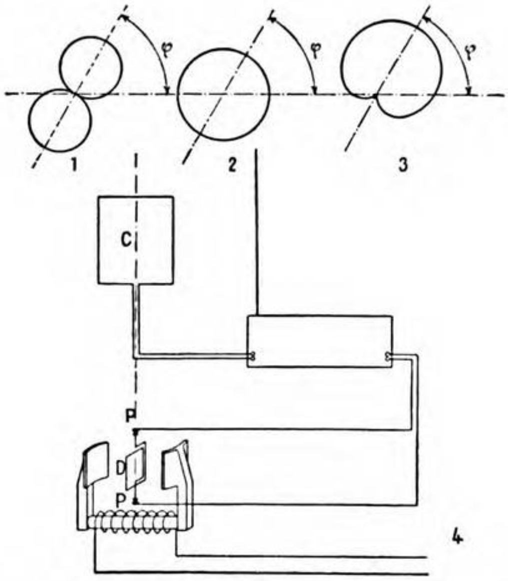


Fig. 1. — Schema di principio del radiogoniometro a lettura diretta.

4. - Radiodiffusione. - Radioricezione.

R. Braillard. — *Le emissioni di radiodiffusione ed il loro sviluppo attuale.*

E' a R. B. Goldschmidt e a R. Braillard che è dovuta la prima installazione (Belgio, 1913) di un generatore da 2 kW per la trasmissione regolare di radioconcerti. Interrotta dalla guerra, l'iniziativa fu ripresa nel 1920 in Francia ed in America, per subire poi quel rapido ed ampio sviluppo che tutti conosciamo. All'inizio del 1932 si hanno 250 stazioni in Europa con una potenza totale di antenna di 4600 kW e 771 stazioni negli Stati Uniti d'America con una potenza globale di 1215 kW. La potenza media è in Europa di 18 kW, in America solamente di 2. In tutto il mondo sono sparsi attualmente 30 milioni di ricevitori. Senza contare l'aumento di consumo serale di luce elettrica dovuto alle veglie passate nell'ascolto della radio, tra trasmettitori e ricevitori si ha nel mondo un consumo giornaliero di energia elettrica di oltre un milione di kWh.

Per una buona ricezione occorre, alle frequenze di 1500 - 600

kHz, un campo compreso tra 0,5 e 3 millivolt per metro nelle campagne, e tra 3 e 20 nelle grandi città, dove maggiormente abbondano i disturbi. Una buona riproduzione della voce richiede che tutte le frequenze tra 30 e 10 000 Hz siano trasmesse; in pratica si è obbligati a limitare l'intervallo di frequenza tra le stazioni contigue ad un valore assai minore di quello di 20 000 Hz, che ne seguirebbe. Fino ad oggi in Europa tale intervallo è di 9 kHz secondo l'accordo di Praga del 1929; ma ora ci si vorrebbe spingere almeno sino a 11 kHz.

L'Unione Internazionale di Radiofonia, fondata a Ginevra nel 1925, ha impiantato a Bruxelles una sezione tecnica incaricata sopratutto del problema della ripartizione delle lunghezze d'onda tra le varie stazioni. Per assicurare l'attuazione di un piano stabilito nel 1926, essa distribuì più di 200 ondametri di precisione (approssimazione da 1 a 2 su 10 000) ed impiantò un centro di ricezione per la misura a distanza delle frequenze delle varie trasmissioni. Attualmente il centro di Bruxelles è equipaggiato anche per effettuare a distanza la registrazione della modulazione delle varie stazioni e metterne in evidenza gli eventuali difetti.

Sempre più, sia nel campo nazionale, sia in quello internazionale, si procede all'organizzazione di collegamenti per permettere a più stazioni la trasmissione di uno stesso programma. Tutti i moderni collegamenti telefonici per cavo tra i vari centri comportano una o più coppie schermate atte alla trasmissione senza attenuazione di tutte le frequenze fino ad almeno 10 000 Hz. Tra i continenti questo collegamento si effettua oggi assai bene per radio.

Alcuni governi hanno posto tasse sugli apparati riceventi; il governo britannico percepisce in tal modo 400 milioni di franchi all'anno, il governo tedesco circa 550.

Tra i problemi tecnici più recenti si possono annoverare quello della sincronizzazione rigorosa delle stazioni funzionanti teoricamente sulla stessa lunghezza d'onda, quello della forma delle antenne adatte a ridurre la radiazione indiretta, quello dell'introduzione nelle città di impianti di radiodiffusione su onde di 6-8 metri.

W. F. EVALD. — *Ricevitori per radiodiffusione.*

Dopo un riassunto della storia dello sviluppo della radiodiffusione in un decennio (la prima stazione di radiodiffusione fu installata nel 1921 a San Francisco al Teatro California da Lee de Forest), e dopo un accenno alla lotta contro i disturbi alla ricezione di origine locale, svoltasi sopratutto in Germania negli ultimi anni, l'A espone sommariamente lo stato degli apparecchi riceventi, quale era ieri e quale è divenuto oggi.

Sostanzialmente gli schemi di ora sono sempre quelli di dieci anni or sono; i principali progressi da allora compiuti sono sopratutto di costruzione e di fabbricazione. Una innovazione decisamente attuata nel 1927, che ha grandemente contribuito alla diffusione dei radioricevitori, è stata quella dell'alimentazione completa con corrente alternata mediante lampade a catodo equipotenziale a riscaldamento indiretto. Altri miglioramenti notevoli si sono avuti con l'in-

troduzione delle lampade schermate, coi perfezionamenti degli altoparlanti, con l'uso di più circuiti di accordo manovrati simultaneamente, col perfezionamento della supereterodina mediante l'aggiunta di stadi preamplificatori ad alta frequenza.

L'A pensa che in un prossimo avvenire tre tipi di apparecchi domineranno in Europa :

1°) Un ricevitore per le stazioni locali, composto di un circuito di accordo, una lampada rivelatrice con reazione, uno o due stadi di bassa frequenza.

2°) Un ricevitore a buon mercato per le stazioni più lontane, probabilmente con due o tre circuiti di accordo.

3°) Una supereterodina a buon mercato di costruzione moderna, che rimpiazzerà forse più tardi gli apparecchi della seconda categoria.

Si può anche pensare, che, sopratutto per ragioni economiche, il ricevitore tipo Europa sarà combinato in un cofanetto con il suo altoparlante, mentre sarà conservato piuttosto in America il ricevitore a mobile.

Può darsi che in avvenire si estenda ulteriormente la diffusione nelle città delle trasmissioni mediante collegamenti con filo; lo sviluppo della televisione, che avrà a guadagnare dall'uso del tubo di Braun, consentirà di avere apparecchi combinati di ricezione dei suoni e delle immagini.

Il rapporto è completato da una statistica che dà un quadro della diffusione della radio nel mondo. In Europa l'Italia è al quinto posto nella classifica per numero globale di apparecchi, con oltre un milione in confronto dei quattro della Germania, che tiene il primo posto; al dodicesimo posto per densità di apparecchi, con un indice di 2,8 di fronte a 5,8 per la Germania e 21,8 per la Danimarca.

T. Tanasesco. — *Le prove sui ricevitori di radiodiffusione.*

Le regole, stabilite dal comitato di standardizzazione dell'Istituto dei Radio Ingegneri Americani, sono ormai notoriamente sorpassate in molti punti, in conseguenza dell'evoluzione rapida e imprevista che i ricevitori radiofonici hanno subìto negli ultimi anni. L'A avanza varie proposte, sulle quali tutti non possono essere d'accordo, ma che certo sono l'indice di quanto sia sentita la necessità di una riforma. Tra le varie proposte, particolarmente sensata sembra quella di un aumento della potenza « standard » di uscita, che è troppo piccola nell'attuale valore di 0,05 watt. All'A sembra più logico fissare tale potenza ad una certa frazione, ad esempio ad 1/5 della massima potenza erogabile dall'apparecchio senza distorsioni.

Sull'opportunità di adottare per l'Europa valori di frequenze normali leggermente diverse da quelle stabilite in America, si potrebbe essere volontieri d'accordo, se la tecnica e l'industria europea procedessero, come attualmente non è, in maniera completamente indipendente dalla corrispondente tecnica ed industria americana. E' giusta l'osservazione che la percentuale ammessa di armoniche per l'onda di modulazione (5 %) è troppo elevata relativamente alla percentuale di armoniche (ancora 5 %) fissata nella definizione di potenza di uscita senza distorsioni.

La selettività potrebbe essere definita, invece che mediante curve, semplicemente con coefficienti, ad esempio per mezzo del numero di kilohertz di scarto dalla risonanza, necessari per una riduzione del segnale a 1/10, 1/100, 1/1000, rispetto al valore massimo. Sembra strano che, in fatto di selettività, l'A non si faccia interprete dell'opinione ormai diffusa, che la misura debba essere fatta in condizioni maggiormente rispondenti a quelle di uso pratico del ricevitore, mediante il metodo dell'impiego di due distinti generatori di segnali. Questa è infatti una delle innovazioni, di cui il bisogno è maggiormente sentito.

5. - Onde corte.

I. E. Mouromtseff e G. R. Kilgore. — *Oscillatore magnetostatico per onde inferiori a 50 centimetri.*

Uno dei generatori molto usati per la produzione di onde cortissime, è quello di Barkhausen. Recentemente con esso si sono potute ottenere onde di 67 centimetri con una potenza utile di circa 5 watt, mediante l'impiego di due tubi Standard U X 852.

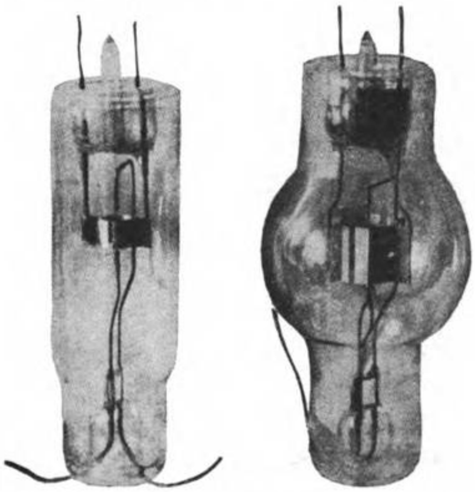


Fig. 2. — Tubo generatore magnetostatico per microonde.

Un altro generatore elettrico per onde corte è quello magnetostatico; di esso si occupano gli AA nella loro comunicazione. L'anodo del tubo adoperato è diviso in due settori, sostenuti ciascuno da due sbarrette di tungsteno. Esternamente le estremità di tali conduttori sono messe in corto circuito mediante un filo trasversale, il cui punto di mezzo è collegato all'alta tensione (fig. 2).

La distanza di questa traversa di corto circuito dal tubo può essere regolata finemente e il tubo stesso è disposto all'interno di una

bobina di campo, tale che l'angolo compreso tra l'asse del tubo e la direzione del campo magnetico possa essere modificato di circa 15° (fig. 3).

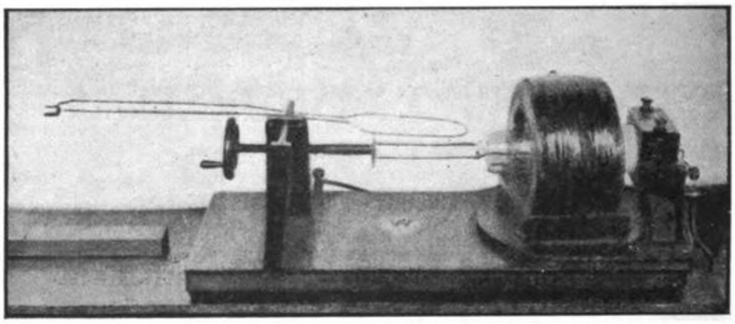


Fig. 3. — Dispositivo sperimentale per la produzione di microonde.

Il principio fisico sul quale è basato il funzionamento del tubo magnetostatico è analogo a quello del magnetron; ma invece di comandare la componente ad alta frequenza del campo magnetico, la tensione oscillatoria tra le due metà dell'anodo comanda l'autooscillazione (fig. 4). (Si può dire che ciascuna sezione di placca assume alternativamente la funzione di griglia rispetto all'altra).

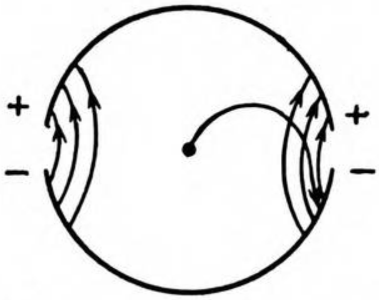


Fig. 4. — Traiettorie di elettroni in un piano trasversale.

La frequenza dell'oscillazione non è determinata dalle caratteristiche del circuito oscillatorio, ma dallo spostamento degli elettroni secondo le loro traiettorie curve, dal filamento all'anodo. Con un anodo di 2,5 cm di diametro e 2,5 cm di lunghezza, con un campo di 250 oersted, e con una tensione di 2200 volt, si può ottenere una lunghezza d'onda di 42 cm con una potenza di circa 10 watt, di cui circa 7 possono essere facilmente utilizzati ad esempio in un'antenna. Modificando la potenza e riaggiustando il circuito si può far variare

la lunghezza d'onda da 35 a 55 cm con una certa diminuzione di potenza.

Per ottenere diverse bande di frequenza bisogna dare ai tubi differenti dimensioni di anodo. Così con un anodo di 1,25 cm le condizioni ottime di funzionamento si producono per una lunghezza d'onda di 22 cm. Riducendo ancora le dimensioni dell'anodo si possono produrre onde ancora più corte, da 10 a 12 cm, ma con potenza ridotta. La principale difficoltà nella costruzione di un oscillatore per onde così corte, è la produzione di un campo magnetico sufficientemente intenso.

I. E. Mouromtseff e H. V. Noble. — *Oscillatore ad onde stazionarie.*

Non è possibile ottenere con tubi di grande potenza oscillazioni ad onde troppo corte, a causa della grande capacità interna. Ma si può fare in modo, che la capacità presente tra gli elettrodi del tubo non abbia influenza sulla frequenza delle oscillazioni prodotte. Basta perciò rimpiazzare il circuito oscillatorio abituale, composto di una capacità e di un'induttanza localizzate, con una frazione di linea di trasmissione costituita da due conduttori cilindrici concentrici possedenti capacità ed induttanza uniformemente distribuite su tutta la lunghezza. Tali due conduttori devono rappresentare come un prolungamento della griglia e della placca; perchè la propagazione dell'energia in un senso e nell'altro abbia luogo con buon rendimento, senza riflessioni intempestive, il rapporto L/C caratteristico della linea deve essere sempre lo stesso anche nell'interno del tubo. Non è difficile trovare il modo di verificare questa condizione.

E' stato possibile agli AA ottenere 15 kilowatt di potenza utile con un rendimento del 35 % all'onda di 3 metri, e la cifra non deve essere considerata come limite. Con l'uso di due triodi in opposizione (*push-pull*), uno a ciascuna estremità della linea, la potenza può essere senz'altro raddoppiata.

E. D. Mac Arthur. — *Nuovo tubo a vuoto ad alta frequenza con raffreddamento ad acqua.*

L'uso del tubo è particolarmente interessante per la gamma di lunghezze d'onda che va da 2 a 8 metri, entro la quale è possibile ottenere una potenza da 1 a 2,5 kW con l'uso di tensioni anodiche di diverse migliaia di volt. La particolarità del tubo è quella di permettere perdite elevate nell'anodo in grazia del raffreddamento ad acqua. L'acqua circola in un cilindro di rame che costituisce l'anodo. Il circuito oscillante è del tipo ordinario.

S. Uda. — *La radiotelefonia mediante onde ultracorte.*

Uno dei vantaggi delle onde ultracorte è quello di permettere la telefonia duplex e con potenza molto debole, mediante installazioni poco costose, senza che vi sia bisogno di allontanare l'emettitore ed il ricevitore l'uno dall'altro. La telefonia duplex diviene così applicabile in maniera semplice alle navi ed agli aeroplani.

Un collegamento su onde di 4 metri, predisposto dall'Università imperiale di Tohoku, è stato provato con successo tra una stazione situata a Nobiru ed una nave facente la traversata da Shiogama a Kinkasan con scalo a Ischinomaki. La distanza massima tra nave e stazione arrivava a 32 km. Anche quando non si verificava la con-

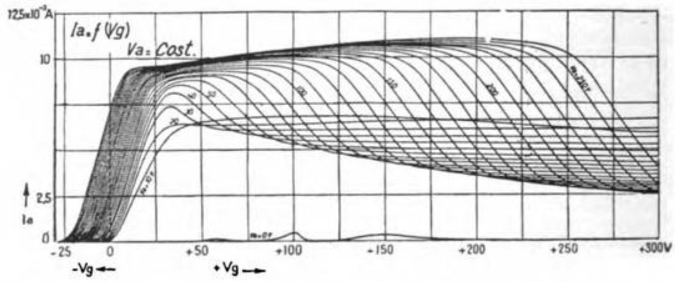


Fig. 5. — Caratteristiche di un triodo a filamento di tungsteno.

dizione di visibilità diretta, la comunicazione era buona, salvo il caso in cui la nave si avvicinasse troppo alle isole.

Altri collegamenti sono stati sperimentati con successo nel 1931 tra stazioni costiere. Con il ricevitore situato sulla sommità di un'isola a 445 metri di altezza, ed in vista dell'emettitore posto a 130 metri sul mare, alla distanza di 60 km si otteneva, con onde da 4 a 6 metri, un'intensità di ricezione eccezionalmente grande.

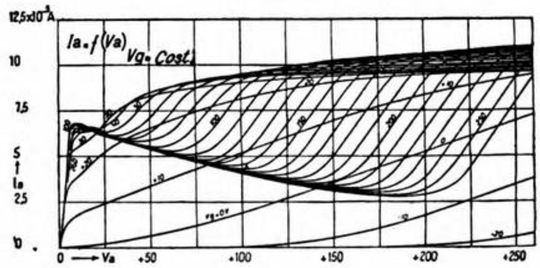


Fig. 6. — Caratteristiche di un triodo a filamento di tungsteno.

Sono state eseguite prove di trasmissione in mare, con antenne direttive situate orizzontalmente e con antenne direttive situate verticalmente. Sembra, dopo tali prove, che le onde polarizzate orizzontalmente, propagandosi lungo la superficie del mare, siano completamente arrestate per l'effetto di schermo dovuto alla curvatura terrestre. La portata massima sarebbe quindi eguale alla portata ottica. La portata massima delle onde polarizzate verticalmente è risultata invece superiore al valore teorico.

6. - Tubi termoionici. - Tubi di grande potenza.

B. VAN DER POL. — *I fenomeni elettronici nei tubi radioelettrici.*

L'A presenta un'esposizione ordinata e chiara del funzionamento interno del diodo, completata da una dimostrazione della legge di Langmuir; e del funzionamento interno di un triodo, con le equazioni

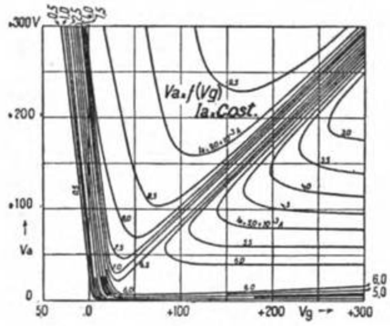


Fig. 7. — Caratteristiche di un triodo a filamento di tungsteno.

che regolano l'effetto combinato delle tensioni di griglia e di placca, le quali portano all'espressione del coefficiente di amplificazione in funzione dei dati geometrici degli elettrodi. Lo studio è corredato da molte figure che riproducono varie famiglie di curve caratteristiche,

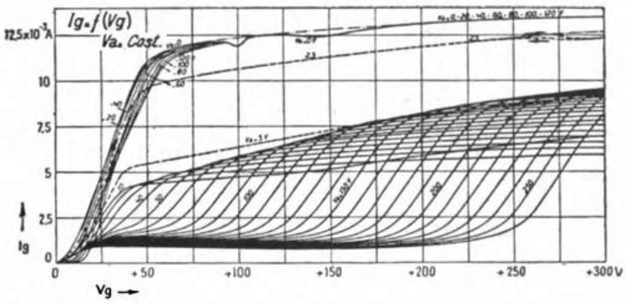


Fig. 8. — Caratteristiche di un triodo a filamento di tungsteno.

estese ad intervalli di tensioni e di correnti assai più ampi di quelli che interessano il normale funzionamento (fig. 5 a 10).

$$I_a = f(V_g) \quad \text{per } V_a = \text{cost} \quad ; \quad I_a = f(V_a) \quad \text{per } V_g = \text{cost};$$
$$V_a = f(V_g) \quad \text{»} \quad I_a = \text{cost} \quad ; \quad I_g = f(V_g) \quad \text{»} \quad V_a = \text{cost};$$
$$I_g = f(V_a) \quad \text{»} \quad V_g = \text{cost} \quad ; \quad V_a = f(V_g) \quad \text{»} \quad I_g = \text{cost}.$$

Brevemente è esposto il principio del passaggio dai triodi ai tetrodi ed ai pentodi.

F. VECCHIACCHI. — *Differenti forme di oscillazione ottenibili mediante i tubi termoionici.*

Per mezzo dei tubi termoionici, usati come semplici rettificatori, come amplificatori con forte distorsione o come autooscillatori, è possibile produrre oscillazioni di forma varia, delle quali l'A riporta

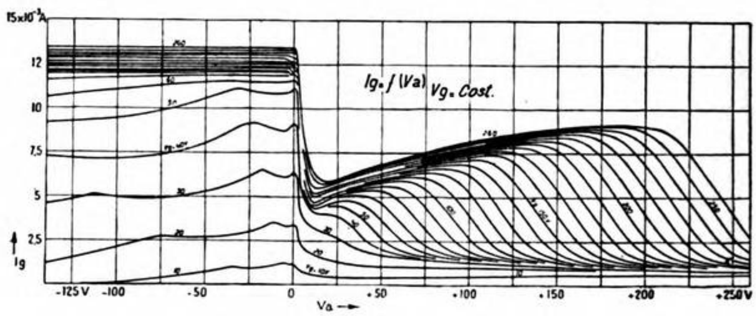


Fig. 9. — Caratteristiche di un triodo a filamento di tungsteno.

gran numero di diagrammi. La considerazione di alcune di tali forme offre interesse per l'aspetto caratteristico che esse presentano, quella di altre per svariate applicazioni di laboratorio, di cui sono suscettibili. La materia è così raggruppata e suddivisa :

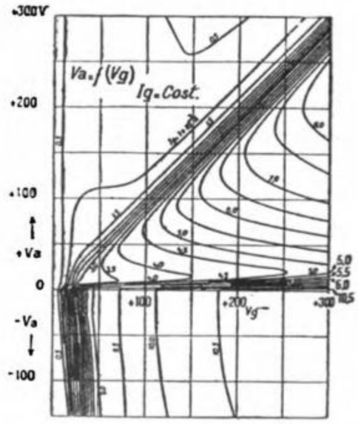


Fig. 10. — Caratteristiche di un triodo a filamento di tungsteno.

I. *Deformazione di oscillazioni sinoidali per mezzo di diodi.*

a) Rettificazione perfetta nei circuiti puramente ohmici.

b) Rettificazione perfetta in circuiti composti di resistenza, induttanza, capacità.

c) Rettificazione con distorsione.

II. *Amplificazione con forte distorsione di oscillazioni sinoidali per mezzo di triodi.*

a) Casi limiti dell'amplificazione usuale (fig. 11).
b) Produzione di diagrammi a forma di guizzo (fig. 12).
c) Produzione di oscillazioni a forma rettangolare (fig. 13).

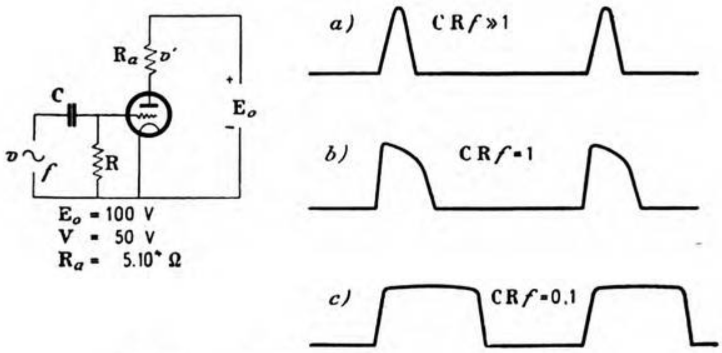


Fig. 11. — Circuito amplificatore con distorsione.

d) Produzione di oscillazioni con un intervallo a variazione lineare in funzione del tempo.
e) Oscillazioni modulate.
f) Conversione di frequenza. Produzione di oscillazioni aventi una forma data.

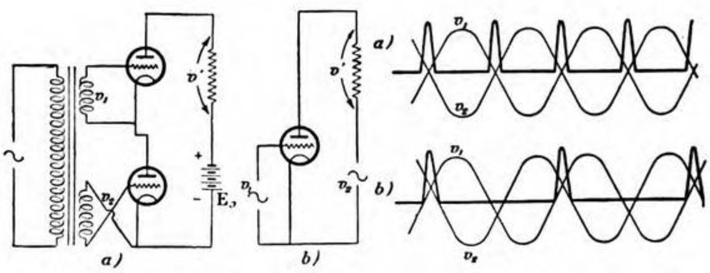


Fig. 12. — Circuiti per la produzione di diagrammi a guizzo.

III. *Generazione di oscillazioni mediante triodi.*

a) Produzione di oscillazioni sinoidali per mezzo di triodi.
b) Oscillazioni modulate a bassa frequenza nei circuiti con polarizzazione automatica di griglia.
c) Oscillazioni non sinoidali (fig. 14).
d) Oscillazioni prodotte mediante rettificazione e filtrazione di battimenti.

G. RABUTEAU. — *Tubi generatori di grande potenza, utilizzati nella radiodiffusione. Descrizione di un tubo da 120 kW ad alta frequenza.*

La potenza d'antenna dei più grandi trasmettitori di radiodiffusione arriva a 120 kW per la portante; ciò vuol dire che la potenza massima durante la modulazione può raggiungere 480 kW (modula-

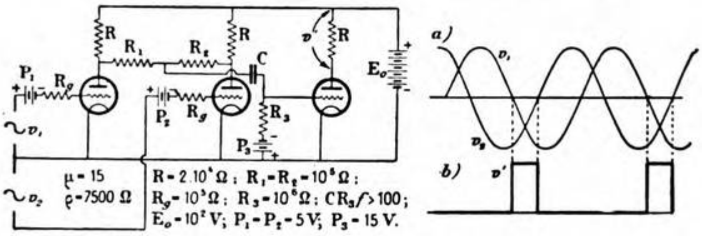


Fig. 13. — Circuito per la produzione di un diagramma rettangolare di larghezza regolabile.

zione al 100 %). Non è attualmente possibile produrre tali potenze mediante l'uso di un solo triodo ed è normale adoperare per esse ad esempio 12 tubi da 40 kW in parallelo. Ma l'uso di molti tubi in parallelo presenta varie difficoltà, sopratutto dovute alle scariche chiamate « Rocky Point effect » che si verificano in tale caso in conseguenza delle tensioni anodiche necessariamente elevate.

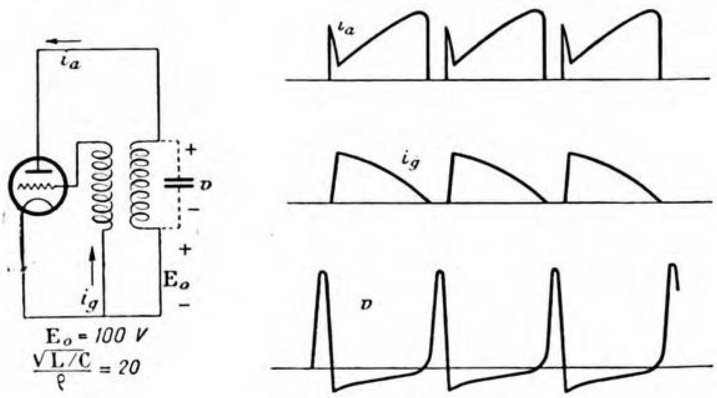


Fig. 14. — Generatore di oscillazioni non sinoidali.

Queste difficoltà hanno indotto i costruttori a tentare la costruzione di tubi più potenti; e tra i due metodi, quello di raggruppare nell'interno di un sol tubo gli elementi di più tubi di piccola potenza, e l'altro di spingere al massimo, in tubi di tipo usuale, l'utilizzazione della materia, il secondo si rivela preferibile.

Si possono costruire tubi a tenuta perfetta con vuoto stabilito una

volta tanto, e tubi smontabili con vuoto mantenuto durante il funzionamento mediante un'elettropompa. Ciascuna via offre interessanti possibilità; l'A si è orientato lungo la seconda. Viene descritto un nuovo tubo che fornisce la potenza di 120 kW ad alta frequenza, con un rendimento del 70 %. Tale tubo è stato costruito non tanto per essere fine a sè stesso quanto per raccogliere elementi circa la costruzione di un tubo ancora più potente (250 kW). L'anodo è un cilindro di rame di 80 mm di diametro e di 340 mm di lunghezza, saldato a due tubi di vetro, che sostengono l'uno la griglia, l'altro il filamento. Due schermi proteggono le due saldature rame-vetro dalla radiazione termica dei pezzi situati nell'interno del tubo e dal bombardamento elettronico; e regolarizzano il campo elettrostatico tra anodo e griglia da una parte e filamento dall'altra. Il filamento è costituito da 6 fili di tungsteno disposti a guisa di prisma esagonale.

Particolari dispositivi di radiazione e di distribuzione sono stati adoperati per provvedere un raffreddamento molto efficiente mediante il sistema di circolazione d'acqua. La tensione anodica del nuovo tubo è di 20 000 volt, la resistenza interna di 2000 ohm, la vita probabile di 6000 ore.

7. - Misure di frequenza e campioni di frequenza.

E. Giebe. — *La misura precisa delle frequenze.*

In nessun ramo della tecnica delle misure elettriche sono stati compiuti in pochi anni progressi così notevoli, relativamente alla precisione, come nella misura della frequenza di oscillazioni elettriche.

1. *Campioni di frequenza.* L'antico circuito risuonante, dopo essere arrivato ad una notevole precisione in grazia sopratutto dei perfezionamenti apportati ai condensatori variabili ad aria, ha oggi ceduto il posto ai campioni elettromeccanici. I quarzi, introdotti dal Cady, sono utilizzati sia come semplici risuonatori, sia come oscillatori. In Germania il risuonatore luminoso di Giebe e Scheibe è molto adoperato, negli altri paesi di Europa, e sopratutto in America, è diffuso l'uso dei quarzi in connessione con un circuito di autooscillazione. Lo schema classico del Pierce è ancora oggi il più vantaggioso dal punto di vista della comodità.

La maggior parte dei campioni piezoelettrici ha coefficienti di temperatura dell'ordine di qualche unità su centomila per grado; ma con l'uso di tagli e forme opportune il Marrison è arrivato a coefficienti di un solo milionesimo. Un buon campione piezoelettrico comporta un adatto termostato.

Nella frequenza di un oscillatore a quarzo entra un poco anche il circuito di alimentazione; molti studi sono stati eseguiti recentemente sull'argomento. Le costanze raggiunte sono assai considerevoli, si può arrivare anche ad una stabilità di uno su dieci milioni per un tempo discretamente lungo. La gamma coperta dai quarzi va da circa 4.10^4 a 10^7 Hz: per i diapason la frequenza più comunemente usata è quella di 1000 Hz.

Nei diapason l'uso dell'elinvar consente di ridurre i coefficienti di temperatura a valori compresi da 3 a 15 milionesimi per grado.

2. *Moltiplicazione e suddivisione della frequenza.* Per la pratica

esecuzione delle misure di frequenza si ha bisogno di campioni su tutta l'enorme gamma di frequenze utilizzate in radio. Il principale inconveniente dei campioni elettromeccanici di fronte ai risuonatori elettrici è quello dell'impossibilità di variarne la frequenza; con due distinti procedimenti di conversione di frequenza, la moltiplicazione e la suddivisione, è tuttavia possibile disporre di tutta una serie di frequenze ben note, ricavate a partire da un campione unico.

L'uso di armoniche alte nella moltiplicazione permette, partendo da un campione di frequenza relativamente bassa (diapason o quarzo), di ottenere una serie di radiofrequenze molto serrate le une alle altre. A lato della moltiplicazione si può effettuare anche l'operazione inversa, la suddivisione di frequenza, per mezzo della sincronizzazione forzata sottomultipla degli oscillatori a triodi. Attraverso suddivisioni successive si può arrivare da frequenze comunque alte a frequenze musicali facilmente misurabili con metodi assoluti.

3. *Misure assolute di frequenza.* Come frequenza da misurare si sceglie una frequenza relativamente bassa, ad esempio una frequenza acustica, legata, per moltiplicazione o suddivisione, alla radiofrequenza considerata. La corrente a bassa frequenza sincronizza, dopo amplificazione, un adatto motorino, che, per mezzo di ingranaggi della stessa natura di quelli dei pendoli orari, fa azionare un contatto elettrico per ciascun intervallo di tempo considerato. Un cronografo serve per il confronto di tali intervalli con i secondi di un pendolo.

Con questi procedimenti od altri analoghi, si arriva a misurare una frequenza sufficientemente stabile, con la stessa precisione propria del pendolo astronomico adoperato.

4. *Metodi di confronto delle alte frequenze.* Uno dei metodi più semplici consiste nel fare interferire le due oscillazioni in un rettificatore, e misurare la frequenza differenziale di battimenti così prodotta. La precisione di tale confronto è in generale tanto più alta quanto più le due frequenze sono vicine l'una all'altra. Il sistema dei battimenti può completare in modo molto vantaggioso i procedimenti di moltiplicazione con l'uso di armoniche di ordine molto elevato.

5. *Confronti internazionali di frequenza.* In questi ultimi anni sono stati compiuti diversi confronti internazionali di frequenza, sia mediante campioni di frequenza trasportati successivamente da un laboratorio all'altro, sia mediante misura simultanea in diverse nazioni di una data trasmissione radio. Questi confronti hanno dato, sia in un caso, sia nell'altro, precisioni dell'ordine di 1 su 100.000.

M. Bruzau e M. Tournier. — *Misura precisa delle frequenze.*

La misura di frequenze radio, effettuata secondo il sistema descritto dagli AA, necessita l'uso di tre apparecchi:

1°) un campione di frequenza elevata;

2°) un demoltiplicatore di frequenza per valutare la frequenza del campione;

3°) un frequenziometro propriamente detto per comparare la frequenza da misurare con quella del campione.

Campione di alta frequenza. E' un oscillatore piezoelettrico con una piastrina di quarzo quadrata tagliata opportunamente con un rapporto adatto tra spessore e lato in modo che il coefficiente di temperatura risulti appena di $2{,}7 \cdot 10^{-6}$ per grado. Il circuito di oscillazione è quello classico del Pierce; la frequenza è di 160.000 hertz.

Demoltiplicatore di frequenza. La demoltiplicazione si fa per mezzo di tre stadi a multivibratori, ciascuno con rapporto 1/10, fino ad arrivare a 160 hertz. Un'ulteriore demoltiplicazione meccanica mediante una ruota fonica serve per comandare gl'ingranaggi di un orologio; il sistema costituisce quindi in definitiva un orologio a quarzo. Mediante una pellicola mobile, su cui si registrano sia i segnali di tale orologio, sia i segnali orari, si può eseguire il controllo della marcia del quarzo con l'approssimazione di circa 1/160 di secondo.

Frequenziometro propriamente detto. Si prende una conveniente armonica della frequenza base di 160 000 hertz e la si fa battere con la frequenza da misurare. La frequenza di battimenti ricavata viene fatta a sua volta battere con un sottomultiplo della frequenza del quarzo, preso ad esempio lungo la catena di demoltiplicazione. Il procedimento potrebbe essere applicato ripetutamente. Col dispositivo attuato dagli AA, una frequenza superiore a 160.000 hertz può essere misurata con una precisione di un'unità su centomila.

W. G. CADY. — *Oscillatore a quarzo con controllo ottico.*

L'indipendenza della frequenza di oscillazione di un oscillatore qualsiasi dalle costanti del circuito di alimentazione, non può essere ottenuta se non riportando gli impulsi della alimentazione stessa, in fase con l'oscillazione libera del circuito. Con i quarzi tale condizione è di più difficile attuazione che non coi circuiti elettrici; tra le varie soluzioni possibili, l'A ne considera una che è poco pratica ma molto elegante.

Il controllo dell'alimentazione è eseguito per via ottica essendo utilizzata per ciò la vibrazione meccanica del quarzo, sottoposto ad un fascio di luce polarizzata che l'attraversa. All'uscita dal quarzo il fascio di luce, che resta modulato secondo la vibrazione del quarzo stesso, dopo essere passato anche attraverso una piastra di quarzo compensatrice non vibrante, viene raccolto da una cellula fotoelettrica, che aziona un amplificatore a quattro stadi. La sorgente di luce è costituita da una lampada ad incandescenza di 500 watt e la polarizzazione è ottenuta mediante nicol.

Con l'aiuto di un oscillografo catodico la fase dell'alimentazione viene regolata al valore per cui il cristallo funziona come una resistenza pura, condizione che coincide con quella della massima stabilità di frequenza.

8. - Varie.

G. PESSION. — *La misura del campo irradiato dalle stazioni radioelettriche.*

Per la sua maggior parte, il rapporto è un'esposizione particolareggiata e completa dei vari sistemi attuati nell'ultimo ventennio per la misura dell'intensità dei segnali alle stazioni riceventi.

La prima misura scientifica eseguita a grande distanza è del 1919 ed è dovuta ad uno scienziato italiano, il Vallauri.

La stazione emittente era quella di Annapolis (Maryland - Stati Uniti d'America) ed i segnali erano ricevuti a Livorno all'Istituto Elettrotecnico e Radiotelegrafico della Marina. Era adoperato un metodo di sostituzione, per cui la misura si eseguiva producendo nel ricevitore telefonico un segnale supplementare di ampiezza eguale a quello in arrivo, mediante l'uso di un oscillatore locale di potenza nota. Il collettore di onde era un quadro diretto in un caso verso la stazione trasmittente e nell'altro caso a 90° da questa.

Dopo una serie di misure molto interessanti eseguite qualche anno dopo dalla nave « Aldebaran » le installazioni per la misura del campo si sono notevolmente diffuse e perfezionate, sopratutto nel senso di divenire di uso più facile e rapido. Oggi la maggior parte dei sistemi è a lettura diretta; il segnale, raccolto dall'antenna o dal quadro, passa attraverso un amplificatore stabile, in genere del tipo a supereterodina, ed aziona uno strumento indicatore che può essere tarato mediante l'uso di un generatore di segnali campione, in modo da avere il valore del campo per lettura diretta od attraverso un semplice coefficiente. Si richiede naturalmente, specie nel caso di onde corte, che la sensibilità dell'amplificatore possa all'occorrenza essere variata in maniera conosciuta entro limiti anche assai ampi. Per ottenere buoni risultati di misura di campo occorre che la stazione emettitrice trasmetta i segnali continui della durata di circa un minuto. L'esattezza delle misure può raggiungere oggi valori anche di qualche unità per cento.

Per avere un'idea completa del campo irradiato a distanza da un trasmettitore non è sufficiente conoscere una sola componente del campo, per esempio la verticale. Durante il loro percorso le onde possono essere soggette a fenomeni di polarizzazione, dovuti a cause diverse. Le prime misure di polarizzazione sono state eseguite da Smith Rose e Barfield nel 1925 e nel 1927 mediante un dipolo girante per misurare la direzione del campo elettrico e mediante un quadro suscettibile di assumere qualsiasi direzione per misurare la direzione del campo magnetico. Altre misure sono state eseguite da Pickard nel 1926 e nel 1928 da Friis, e molto recentemente da S. Namba. Quest'ultimo ha riscontrato la presenza di una polarizzazione ellittica in onde lunghe ricevute a piccola distanza dall'emettitore.

F. Kiebitz. — *La stabilizzazione dei generatori ad alta frequenza.*

Il problema della stabilizzazione dei generatori ad alta frequenza consiste nel determinarli in modo, che le correnti da essi prodotte siano costanti in ampiezza, periodo, fase, smorzamento. La costanza di fase riguarda certi sistemi direttivi ad antenne multiple, e la costanza di smorzamento i vecchi sistemi a scintilla ormai in disuso. Il problema della stabilità di ampiezza e di frequenza si presenta invece per tutti i generatori moderni.

La stabilizzazione dell'ampiezza è resa difficile dalla manipolazione; le macchine generatrici sono caricate maggiormente quando

il tasto è abbassato e tendono quindi a rallentare, mentre tendono ad accelerare a tasto alzato.

Dopo l'avvento delle onde continue il problema della stabilità di frequenza è quello che occupa senza dubbio il posto principale. Nel caso degli alternatori ad alta frequenza, una costanza di velocità compresa fra qualche decimillesimo e qualche centomillesimo può essere ottenuta mediante i correttori meccanici a soccorritore, azionati mediante regolatori centrifughi o mediante circuiti risuonanti connessi con diodi o triodi.

La stabilizzazione della frequenza dei generatori a tubi è, secondo l'A, un problema più complicato. Sopratutto si cerca di rendere trascurabile la corrente di griglia, e poichè in tale modo non è possibile ottenere rendimenti elevati occorre che lo stadio generatore, di moderata potenza, serva ad alimentare la griglia di un triodo amplificatore di potenza, connesso direttamente, od attraverso altri triodi amplificatori, con l'antenna. In tale modo è possibile ottenere la stabilità di 1 su 10 000 durante un'ora.

Un altro sistema di stabilizzazione di frequenza consiste nell'uso dei diapason e dei campioni piezoelettrici. Questi possono essere adoperati sia come apparecchi di semplice riferimento (ad esempio quarzi luminosi di Giebe e Scheibe), sia anche come veri stabilizzatori, mediante l'uso di una conveniente catena di triodi amplificatori, che, dalla piccola potenza oscillatoria fornita dal campione, permettano di passare alla grande potenza richiesta per l'antenna.

Y. Niwa. — *Sistema di sincronizzazione per la trasmissione elettrica delle immagini.*

I sistemi di sincronizzazione si possono dividere in due categorie a seconda che il sincronismo è forzato o controllato. Il sistema dell'A rientra nella prima categoria. In esso, come nel sistema a sincronismo indipendente, si adoperano due diapason l'uno alla trasmissione, l'altro alla ricezione. Il diapason ricevente è sincronizzato dal trasmittente attraverso il collegamento radio, poichè, insieme con la corrente di trasmissione dell'immagine, viene emessa anche una debole corrente sincronizzante.

L'A ha constatato che il sincronismo è agevole, finchè la differenza di frequenza tra i due diapason non eccede 0,1 per mille, perchè in tale caso è sufficiente una corrente sincronizzante eguale ad 1/100 della corrente di trasmissione dell'immagine. Con una maggiore intensità di corrente la sincronizzazione è del resto possibile anche per disaccordi tra le frequenze dei diapason fino a 1 per mille.

Per accordare rapidamente tra loro i due diapason di emissione e di ricezione l'A trova comodo ricorrere all'uso delle armoniche di ordine 30, prodotte mediante l'uso di lampade a neon deformatrici dell'oscillazione fondamentale. Il sistema è stato provato con buon risultato su onde corte tra Tokio e Osaka (450 km).

F. V.

RECENSIONI

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

J. F. Cellerier — **Studio dei rumori e dell'isolamento fonico dei materiali e delle costruzioni.** (R. G. E., 29 ottobre 1932, XXXII, 17, pag. 559-567, con 3 fig.).

La questione di ridurre i rumori delle grandi città, che aveva già preoccupato i tecnici e gli igienisti di vari paesi, in particolare americani e tedeschi, è stata presa in considerazione dal « Touring Club » di Francia, il quale ha dato all'A l'incarico di fare gli studi che egli qui espone.

L'A chiama « fattore di trasmissione fonica » di una parete il rapporto σ fra l'intensità sonora che la parete trasmette e l'intensità sonora diretta; da σ si può poi calcolare l'attenuazione in decibel che è data da 10 $\log_{10} (1/\sigma)$.

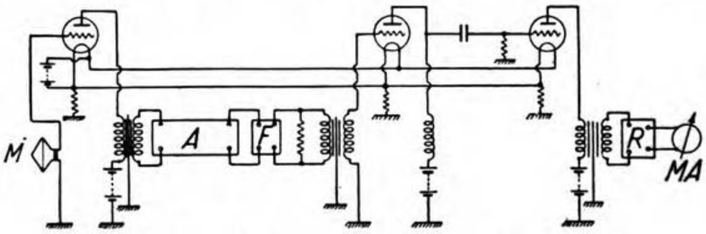


Fig. 1. — Schema elettrico della « sonda fonica ».

I numerosi esperimenti hanno avuto luogo, per ogni materiale, alle frequenze di 128, 435 e 768 Hz; è interessante osservare come i valori di σ nel passare da una all'altra di tali frequenze per alcuni materiali

---

Abbreviazioni usate per i titoli di periodici recensiti:

A. E. G. Mitt.: A. E. G. Mitteilungen. — *Ann. d. Phys.*: Annalen der Physik. — *Bell S. T. J.*: The Bell System Technical Journal. — *E. F. D.*: Europäischer Fernsprechdienst. — *Elect. Comm.*: Electrical Communication. — *Elect. Eng.*: Electrical Engineering. — *E. N. T.*: Elektrische Nachrichten-Technik. — *E. T. Z.*: Elektrotechnische Zeitschrift. — *H. F. Techn. u. El. Ak.*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik. — *J. I. E. E., Londra*: The Journal of the Institution of Electrical Engineers. — *J. S. M. P. E.*: Journal of the Society of Motion Picture Engineers. — *P. O. E. E. J.*: The Post Office Electrical Engineers' Journal. — *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers. — *R. G. E.*: Revue Générale de l'Électricité. — *T. F. T.*: Telegraphen- und Fernsprech-Technik. — *W. E. a. E. W.*: The Wireless Engineer and Experimental Wireless.

presentino variazioni fortissime, per altri minime. Ad esempio una parete di calcestruzzo del tipo usato per il cemento armato, ma senza armatura, dello spessore di 4 cm, dà per σ rispettivamente i valori $4 \cdot 10^{-4}$, $0{,}26 \cdot 10^{-4}$, $0{,}25 \cdot 10^{-4}$, cui corrispondono attenuazioni di 34, 45, 46 decibel; invece una parete di legno di quercia spessa cm 2,2 dà per σ, alle stesse tre frequenze, i valori $4{,}2 \cdot 10^{-4}$, $4{,}9 \cdot 10^{-4}$, $4 \cdot 10^{-4}$, cioè attenuazioni di 34, 33, 34 decibel.

Le misure di intensità sonora si sono eseguite con un dispositivo chiamato « sonda fonica » costituito da un microfono *M* a doppio cono collegato con lo schema di fig. 1. *A* è un attenuatore (reostato) regolabile, *F* un filtro, *R* un raddrizzatore a ossido di rame, *MA* un milliamperometro. Le misure si fanno agendo sull'attenuatore *A*, già graduato in bel e in decibel, fino ad avere sul milliamperometro una data indicazione costante.

Si è trovato ad esempio che una potente tromba d'automobile può dare un suono di 100 decibel, il rumore prodotto da un tram è sugli 83 decibel, il rumore che si ha in un appartamento di Parigi può essere di 30-40 decibel. Tali valori si possono mettere in relazione col loro effetto fisiologico; a tal proposito si è constatato che un rumore di 20 decibel riesce sensibile durante il sonno e uno di 30 decibel risulta fastidioso a chi deve lavorare. *P. G.*

AMPLIFICATORI.

L. E. Barton — **Amplificatori di classe B per frequenze acustiche, nei ricevitori alimentati con corrente alternata.** (Proc. I. R. E., luglio 1932, XX, 7, pag. 1085-1100, con 6 fig.).

Le continue richieste di aumento nella potenza resa dai radioricevitori hanno oramai raggiunto un punto tale da non essere più economico soddisfarle ulteriormente aumentando la potenza degli attuali amplificatori terminali di classe A. Si è perciò cercato di realizzare amplificatori di classe B per frequenze acustiche, il cui maggior rendimento permetta di ridurre sensibilmente le spese di impianto e di esercizio.

La prima applicazione di questi amplificatori fu fatta in ricevitori alimentati con batterie di pile, allo scopo di ottenere una sufficiente potenza erogata (1,25 watt) con una moderata corrente anodica e tubi di piccola potenza (U X 230); l'estensione ai ricevitori alimentati con corrente alternata è venuta con ritardo, per la difficoltà di fornire ai tubi l'opportuna tensione di polarizzazione di griglia, non ottenibile con i sistemi usuali, a causa del valore pressochè nullo della corrente anodica a riposo e dei valori notevoli della corrente di griglia in funzionamento.

Le ricerche sono perciò state orientate nel senso di ottenere tubi particolarmente adatti a questo uso; nei quali, cioè, il potenziale di interdizione della corrente anodica sia prossimo allo zero. A questo risultato si è giunti, in un primo tempo, valendosi di un normale pentodo (tipo 47) nel quale la griglia schermo era stata connessa a quella di controllo; è stato quindi approntato un nuovo tipo di tubo (tipo 46) apportando al pentodo le modifiche atte a renderlo meglio adatto al nuovo impiego. Due di questi tubi in opposizione possono erogare oltre 20 watt di potenza utile senza distorsione apprezzabile ($4 \div 5$ % di armoniche), e con un rendimento del 60 %, mentre che con due pentodi del tipo 47 non si ottiene più di 6 watt, e già con sensibile distorsione. Il raddrizzatore che fornisce la tensione anodica deve presentare resistenza interna piccola perchè non si abbiano fluttuazioni troppo forti di tensione anodica, dato che la corrente di alimentazione dei tubi terminali subisce variazioni da zero al massimo dipendentemente dall'intensità del suono riprodotto.

E' stato perciò costruito appositamente per questo scopo un tubo raddrizzatore a vapori di mercurio e catodo caldo (tipo 82); è conveniente inoltre usare una sola cellula per il filtro livellatore, con una induttanza a bassa resistenza ed una capacità di circa 10 μF. Una leggera deficienza nel livellamento della tensione può essere tollerata, dato che si impiegano due tubi in opposizione. *M. B.*

CIRCUITI - QUADRIPOLI - FILTRI.

A. Feige e F. Holzapfel — **Costante di attenuazione e costante di fase di quadripoli con piccole perdite.** (T. F. T., luglio 1932, XXI, 7, pag. 179-187, con 12 fig.).

In un quadripolo di struttura generica costituito di induttanze aventi tutte la stessa costante di tempo τ, e di condensatori aventi tutti lo stesso angolo di perdita δ, la costante di propagazione g è funzione della variabile:

$$\omega^2 - j\,\omega \left(\frac{1}{\tau} + \omega\,\delta\right) - \frac{\omega\,\delta}{\tau}.$$

Se le perdite sono molto piccole, si può trascurare il terzo termine $\omega\,\delta/\tau$ e scrivere: $g \simeq g\,(z)$, dove $z = \omega^2 - j\,\omega\,(1/\tau + \omega\,\delta)$.

Per il corrispondente quadripolo ideale (costituito cioè in modo identico ma con reattanze pure) la costante di propagazione è invece: $g = g\,(z_0) = g_0$, dove $z_0 = \omega^2$. Infatti, se le perdite sono trascurabili, tanto $1/\tau$ quanto δ tendono a zero.

Negli intervalli di frequenza in cui le funzioni $g\,(z)$ e $g\,(z_0)$ non hanno punti singolari, è legittimo e convergente lo sviluppo di $g\,(z)$ in serie di potenze di $(z - z_0)$; e, se le perdite sono assai piccole, lo sviluppo si può arrestare al secondo termine, ottenendo:

$$g = g\,(z_0) - j\,\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\tau} + \omega\,\delta\right)\frac{d\,g_0}{d\,\omega}.$$

Tale relazione riduce quindi il calcolo della costante di propagazione di un quadripolo reale, soddisfacente alle ipotesi restrittive espresse, a quello della costante di propagazione del corrispondente quadripolo ideale. In particolare, posto $g = b + j\,a$ e $g_0 = b_0 + j\,a_0$, nelle gamme trasparenti $(b_0 = 0)$ si ha:

$$a = a_0\,, \quad b = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\tau} + \omega\,\delta\right)\frac{d\,a_0}{d\,\omega}$$

e nelle gamme opache $(b_0 \neq 0)$:

$$b = b_0\,, \quad a = a_0 - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\tau} + \omega\,\delta\right)\frac{d\,b_0}{d\,\omega}.$$

Viene poi dimostrato nella forma più generale che l'impedenza caratteristica di un quadripolo ideale, costituito da pure reattanze, è reale nelle gamme trasparenti, immaginaria nelle opache; ed in queste ultime la costante di fase è indipendente dalla frequenza. Tali proprietà facilitano l'applicazione delle formule approssimate così dedotte a casi particolari. L'applicazione è fatta per vari tipi di filtro: passa-basso, passa-alto, di banda, incrociato.

Le espressioni ricavate sono valide solo nei campi in cui è lecito lo sviluppo in serie ed in cui questo è rapidamente convergente. La

validità cessa quindi nei punti corrispondenti alle frequenze limiti e negli intorni di questi che sono invero punti singolari delle funzioni $g(z)$ e $g(z_0)$.

Non viene discussa in generale la validità delle formule e il grado di approssimazione che consentono di ottenere. Vien però data una applicazione completa ad un caso numerico (filtro di banda) dalla quale appare che l'errore massimo commesso nell'applicazione alla banda passante è del 10 % nel caso più sfavorevole; e le formule sono valide in tali limiti di approssimazione per una gamma di frequenza che comprende il 75 % della banda.

Per avere poi formule valevoli anche per gli intorni delle frequenze limiti, si osserva che è facile calcolare, per un dato tipo di quadripolo, le espressioni:

$$\operatorname{sen h}^2 \frac{g_0}{2} = A_0 + j\,B_0 \quad , \quad \operatorname{sen h}^2 \frac{g}{2} = A + j\,B$$

valevoli rispettivamente per il quadripolo ideale e per il quadripolo reale corrispondenti. Le frequenze limiti corrispondono ai punti nei quali si ha contemporaneamente $B_0 = 0$ e $A_0 = 0$ ovvero -1. Tali valori sono i limiti di A e B negli intorni considerati per $\tau \rightarrow \infty$ e $\delta \rightarrow 0$. Partendo da tali considerazioni e con facile algoritmo, si possono ricavare formule esplicite approssimate, che danno a e b come funzioni non trascendenti di A e B e valgono in tutto l'intorno considerato e, in particolare, nei punti singolari.

Anche qui non è discusso il campo di validità corrispondente ad un prefissato grado di approssimazione; ma delle formule ricavate è data ancora una estesa e completa applicazione numerica, che dimostra la semplicità del loro uso. *E. Cr.*

DISTURBI E FENOMENI PERTURBATORI.

H. HERMLE — **Dispositivi negli impianti tranviari per eliminare i disturbi alle ricezioni radiofoniche.** (A. E. G. Mitt., giugno 1932, 6, pag. 226-228, con 1 fig.).

I disturbi causati dai tranvai nelle ricezioni radiofoniche derivano da onde perturbatrici ad alta frequenza che si producono all'interruzione o alla chiusura del circuito tra la rotella dell'asta e il conduttore aereo. Il passaggio della corrente viene interrotto tanto più facilmente quanto minore è l'intensità. Si può considerare che fino al minimo di 2,5 A con 500 V non si produca interruzione, ma solo un arco il quale, dal punto di vista che ci interessa, funziona come una resistenza inserita e non produce disturbi.

I disturbi si producono quindi molto facilmente quando una vettura cammina coi motori disinseriti e la luce inserita; in rari casi possono essere causati anche da interruzioni di corrente tra ruota e rotaia. Essi interessano tutta la gamma dei suoni, e arrivano fino a 3 ÷ 4 km. Non è possibile eliminarli altrimenti che sopprimendo la causa, per il che numerose prove hanno dimostrato l'utilità dei condensatori intercalati tra la rete e la terra, e l'A descrive brevemente un condensatore blindato, stagno, con la capacità voluta, adatto all'installazione nei pali della linea di contatto, destinato specialmente alla protezione dei tratti di breve lunghezza con forti perturbazioni.

I ripieghi come l'aumento della pressione della rotella sul conduttore, l'inserzione di condensatori in parallelo all'impianto luce, la sostituzione della rotella con un archetto, e l'aumento della corrente

d'illuminazione fino a 2,5 A presentano svantaggi vari o per il rendimento, o per la protezione troppo debole, così da essere poco indicati. Il solo mezzo radicale per sopprimere i disturbi è la sostituzione delle prese a rotella con pantografi ad archetto bene studiati.

Altra causa di disturbi sono i motori, a causa degli interstizi tra le lamelle del collettore. Numerose prove hanno dimostrato a tale riguardo l'utilità di un dispositivo antiperturbatore composto da una bobina per alta frequenza, un condensatore e un separatore, ormai compiutamente sperimentato e già largamente adottato. *A. Bs.*

ELETTROACUSTICA.

A. Forstmann — **Sopra la trattazione matematica dei sistemi meccanici oscillanti, con l'impiego di schemi elettrici equivalenti.** (H. F. Techn. u. El. Ak., gennaio 1932, XXXIX, 1, pag. 11-18, con 11 fig.).

Dal confronto tra le equazioni che rappresentano il movimento oscillatorio di un punto materiale e le equazioni dei circuiti percorsi da correnti alternative, emerge la possibilità di ricondurre la trattazione matematica dei sistemi meccanici oscillanti ad una trattazione, eseguita con i metodi in uso nell'elettrotecnica, di circuiti elettrici equivalenti.

In questo articolo, dopo un richiamo di cognizioni fondamentali di meccanica, vengono esaminati a fondo matematicamente tre casi importanti: il sistema oscillante di un altoparlante elettrodinamico; quello di un rilevatore elettrogrammofonico (*pick-up*); ed infine, caso molto più complicato, quello di un altoparlante elettromagnetico. Per ognuno è stato trovato e studiato il circuito elettrico equivalente, e sono state ricercate le condizioni sotto le quali l'ampiezza e la frequenza delle oscillazioni, impresse dalle forze agenti, risultano indipendenti dalla frequenza propria, in tal modo da consentire la fedele riproduzione dei suoni. Sono state inoltre ricavate le relazioni che corrono fra le costanti dei circuiti equivalenti di tali sistemi e quelle dei circuiti elettrici che ne alimentano le oscillazioni. *N. C.*

M. J. O. Strutt — **Sull'ammettenza di un sistema oscillante lineare.** (Ann. d. Phys., 3 luglio 1931, X, 2, pag. 244-256, con 7 fig.).

M. J. O. Strutt — **Sull'irradiamento di una membrana circolare con linee nodali.** (Ann. d. Phys., 11 settembre 1931, XI, 2, pag. 129-140, con 2 fig.).

M. J. O. Strutt — **Sulla massa equivalente di coni vibranti di altoparlanti.** (W. E. a. E. W., marzo 1932, IX, 102, pag. 143-150, con 10 fig.).

Si trattano diverse questioni interessanti la teoria delle vibrazioni e degli altoparlanti.

Impostato il problema delle piccole oscillazioni con tutta generalità (per un sistema a più componenti ed a più gradi di libertà) si definisce *ammettenza* A di un sistema lineare il rapporto fra velocità e forza esterna, e si studiano poi le proprietà geometriche dei diagrammi vettoriali dell'ammettenza stessa al variare della frequenza di vibrazione.

Dalla definizione di ammettenza si può passare a quella di *massa equivalente* m e di *resistenza* r in base alla posizione: $r+j\,\omega\,m=1/A$. E la conoscenza dell'ammettenza (se si accetta questa definizione semplicista che congloba concetti di massa e di forza) permette di risalire alla determinazione della massa e della resistenza del sistema.

Trattando poi dell'irradiamento di membrane circolari che vibrano

con linee nodali diametrali e circolari (supponendo la membrana adiacente ad una parete piana indefinita) si trova che:

1°) Una membrana di raggio piccolo, in confronto con la lunghezza d'onda del suono nell'aria, dà un irradiamento del tutto analogo a quello di una membrana rigida.

2°) Se invece il diametro della membrana è dell'ordine della lunghezza d'onda del suono nell'aria, possono presentarsi due casi:

a) la più bassa delle frequenze proprie della membrana corrisponde ad una lunghezza d'onda grande rispetto al diametro della membrana, ed in tal caso l'irradiamento della membrana per tutte le frequenze è inferiore a quello di una membrana rigida;

b) la più bassa frequenza propria della membrana corrisponde a lunghezze d'onda piccole rispetto al diametro della membrana, ed in questo caso, in seguito ad effetti di risonanza, l'irradiamento può assumere valori notevolmente elevati.

Fra questi due estremi si può avere tutta una serie di modi di comportamento intermedi.

Nella terza memoria vien trattato sperimentalmente il problema della determinazione della massa equivalente di un cono vibrante in funzione della frequenza di vibrazione.

Questa determinazione è resa possibile col noto metodo di Kennelly della misura di un'impedenza di vibrazione e di un'impedenza a moto impedito; l'A adotta invece un metodo puramente meccanico, sostituendo al cono vibrante una massa tale da riportare il sistema in risonanza: questa massa è equivalente a quella del cono.

La massa equivalente (definita come si è accennato in precedenza) varia con la frequenza, con la posizione di vibrazione del cono, e diventa anche negativa; con misure comparative nell'aria e nel vuoto si può determinare la massa addizionale dovuta al movimento nell'aria.

G. Sac.

FONOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA SONORA.

M. Kluge — **Gamma di frequenza dei rilevatori di suono e sollecitazioni sui dischi grammofonici.** (H. F. Techn. u. El. Ak., agosto e settembre 1932, XL, 2 e 3, pag. 55-65 e 108-111, con 22 fig.).

L'A svolge uno studio teorico-sperimentale sui riproduttori di suono, applicando il noto metodo basato sugli schemi elettrici equivalenti. Affinchè i risultati sperimentali coincidano con quelli teorici, occorre tener conto di un numero di elementi così vasto e complesso da infirmare la stessa utilità pratica del metodo. Si mette in evidenza, come l'applicazione sperimentale del noto teorema di Helmholtz-Rayleigh sulla reciprocità consenta il rilievo, assai più facile, spedito ed esatto, del comportamento dei riproduttori. Dallo studio scaturiscono inoltre notevoli principii, in base ai quali i riproduttori devono essere proporzionati, se si vuole ottenere sia una trasmissione indistorta sia un limitato logoramento dei dischi grammofonici.

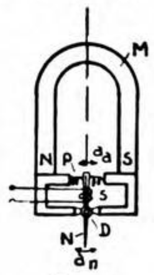


Fig. 1. Rilevatore elettromagnetico.

L'A stabilisce anzitutto la teoria approssimata del noto rilevatore elettromagnetico (*pick-up*), tipo Kellogg, a ponte di Wheatstone magnetico (fig. 1). Lo schema elettrico equivalente (fig. 2) viene ricavato tenendo conto della elasticità della molla *P* (rigidità elastica s_a, resistenza di decremento r_a) e dell'ago *N* (rigidità elastica s_n), mentre le

altre masse si suppongono rigide: l'ancora (massa m_a), imperniata in D, ed il magnete M (massa m_{tot}) oscillante nel suo piano intorno al perno del braccio di sostegno. Impresso alla punta dell'ago un movimento armonico semplice, a velocità massima v_n costante, si ricerca, per ogni valore della pulsazione ω, la velocità massima v_a della punta dell'ancora, velocità alla quale è proporzionale la f. e. m. indotta nella bobina del rilevatore. Il rapporto di trasmissione $u_m = v_a/v_n$, funzione della pulsazione ω, definisce la riproduzione sonora. Inoltre il prodotto della velocità massima v_n per l'impedenza Z_e di entrata, espresso an-

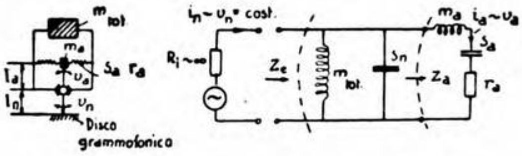


Fig. 2. — Schema di principio e circuito elettrico equivalente.

ch'esso in funzione di ω, permette di calcolare la sollecitazione massima k_n applicata al disco grammofonico. Si verificano due risonanze: l'una per la frequenza inferiore:

$$\omega_u = \omega_r \sqrt{\frac{m_a}{m_{tot}} \cdot \frac{\sigma}{\sigma + 1}},$$

dove:

$$\sigma = s_n/s_a \quad \text{e} \quad \omega_r = \sqrt{s_a/m_a}\ ;$$

l'altra per la frequenza superiore:

$$\omega_o = \omega_r \sqrt{\sigma + 1}.$$

La gamma di trasmissione priva di distorsione è definita dal rapporto:

$$\frac{\omega_o}{\omega_u} = \sqrt{\frac{m_{tot}}{m_a \cdot \sigma}} \cdot (\sigma + 1).$$

Per una buona trasmissione, i rapporti tra le masse del magnete e dell'ancora, e tra le rigidità elastiche dell'ago e dell'ancora, dovranno essere quanto più grandi possibile.

Costruito un modello di riproduttore, l'A trova che la teoria approssimata può offrire appena un'idea di massima del suo comportamento: le discordanze dai risultati sperimentali sono notevoli. Ricercandone le cause, si trova la necessità di tener conto: 1) della risonanza di « scuotimento », dovuta al gioco del perno intorno al quale gira il braccio di sostegno del riproduttore; 2) del fatto che l'ancora si comporta in parte come rigida (massa m_a') ed in parte come elastica a cagione della sua linguetta terminale (rigidità elastica s_z, massa m_{za}); 3) della variabilità delle costanti (s_a, r_a) della molla di gomma, in funzione della frequenza. Ciò posto, lo schema elettrico equivalente si trasforma in quello, assai più complesso, rappresentato in fig. 3, per mezzo del quale si ricava una quasi perfetta coincidenza dei risultati teorici con quelli sperimentali. Per la misura diretta della sollecitazione sul disco, l'A si vale in modo semplice ed elegante del teorema della reciprocità di Helmholtz-Rayleigh, teorema riconosciuto applicabile ai sistemi elettroacustici da Schottky e da Ballantine: la perfetta

riuscita del metodo costituisce anzi la riprova più efficace della validità del teorema. Eccitato l'ago del riproduttore con un'azione armonica di intensità k', si ottiene nella bobina *chiusa in corto circuito* una intensità J_k' di corrente, pari al quoziente della f. e. m. $U\lambda'$ per l'impedenza interna R_i della bobina; viceversa applicando ai capi della bobina una tensione U'', si ottiene una vibrazione dell'ago, *lasciato libero*, la cui velocità massima vale v_e''; il teorema della reciprocità stabilisce la proporzione $k' : J_k' = U'' : v_e''$, per cui si ha:

$$Z_e = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{U\lambda'}{v_n} \cdot \frac{U''}{v_e''} .$$

$1/R_i$ è il reciproco dell'impedenza interna della bobina; $U\lambda'/v_n$ il rapporto di trasmissione del riproduttore; U''/v_e'' il rapporto di trasmissione dell'apparato, a funzionamento inverso (per l'incisione dei dischi), relativo al funzionamento *a vuoto*: queste tre quantità sono facilmente determinabili, in funzione della frequenza, con semplici esperimenti.

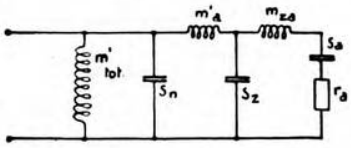


Fig. 3. — Schema equivalente, integrato.

Con metodi perfettamente analoghi viene studiato pure un riproduttore grammofonico a tromba esponenziale. Anche per questo apparecchio puramente meccanico, lo schema elettrico equivalente, accuratamente dedotto, ed il teorema della reciprocità permettono di ricavare il comportamento preciso, variabile in modo assai complicato in funzione della frequenza; laddove la teoria approssimata fallisce lo scopo.

Lo studio compiuto permette infine di stabilire che molti rilevatori attualmente in commercio sono irrazionalmente proporzionati, provocando logorii inammissibili sui dischi. I principi base che devono guidare il costruttore sono i seguenti: 1) rendere minimo il momento d'inerzia dell'ancora, compatibilmente colla rigidità elastica della stessa e col flusso magnetico, che deve attraversarla; 2) rendere massima la somma dei momenti d'inerzia del riproduttore e del braccio di sostegno rispetto a quello dell'ancora, compatibilmente con la pressione totale esercitata dall'ago sul disco; 3) rendere la rigidità elastica dell'ancora così debole da far coincidere la risonanza dell'ancora libera col punto di mezzo della gamma di trasmissione, compatibilmente colla sensibilità del riproduttore; 4) provvedere all'ago una rigidità elastica la più elevata possibile rispetto all'ancora, mentre il suo peso proprio dev'essere minimo; 5) consentire al perno del braccio di sostegno un gioco assolutamente minimo. *M. S.*

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

W. Hahn — **Gli impianti tedeschi per il traffico radioelettrico transoceanico.** (E. T. Z., 15 dicembre 1932, LIII, 50, pag. 1197-1201, con 10 fig.).

Il trapasso di esercizio, avvenuto il 1° gennaio 1933, degli impianti della « Transradio A. G. für drahtlosen Uebersee-Verkehr » alla Amministrazione statale « Deutsche Reichspost », offre all'A l'occasione

di dare uno sguardo sintetico-storico all'organizzazione dell'importantissimo centro delle comunicazioni radioelettriche a grande distanza di Berlino [1].

Il centro è attualmente formato dagli uffici centrali di traffico di Berlino e di Amburgo, dalla stazione trasmettente di Nauen e dalla nuova stazione ricevente di Beelitz. L'attrezzatura tecnica è tale da permettere lo svolgimento del servizio radiotelegrafico in duplex sui 16 collegamenti seguenti: Stati Uniti d'America (1919), Egitto (1923), Argentina e Cina Nord (Mukden) (1924), Indie olandesi (1925), Brasile e Giappone (1926), Filippine (1927), Chile, Messico e Siam (1929), Cuba, Persia e Cina Sud (Shangai) (1930), Siria e Venezuela (1931); del servizio radiotelefonico in duplex sui collegamenti: Argentina (1928),

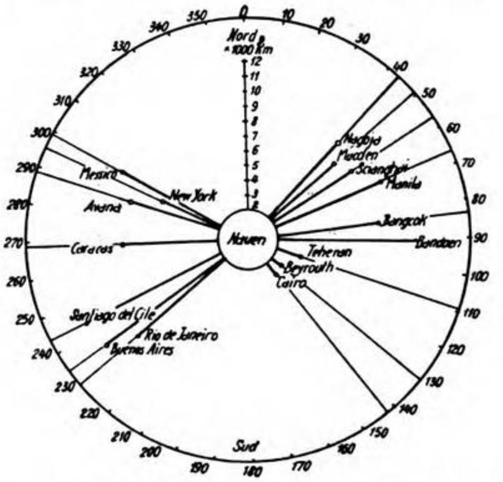


Fig. 1. — Collegamenti diretti del centro di Berlino.

Indie olandesi (1929), Brasile, Chile e Uruguay (1930), Siam e Venezuela (1931), Egitto (1932); ed infine del servizio di trasmissione di immagini col Sud America (1930) e col Nord America (1932). I collegamenti diretti risultano, in direzione ed in distanza, dallo schema in fig. 1.

L'A ricorda quindi le tappe fondamentali dello sviluppo tecnico di questa organizzazione: 1906 — primo impianto di Nauen a scintilla da

---

(1) Particolareggiate notizie tecniche sugli impianti degli uffici centrali di Berlino e di Amburgo, della stazione trasmettente di Nauen e della stazione ricevente di Beelitz, possono trovarsi nei seguenti articoli:

E. QUAECK: Dieci anni di Transradio - Telefunken Zeitung, 1931, XII (57), p. 7.

H. MÖGEL: L'impianto di Beelitz per la ricezione transoceanica - Telefunken Zeitung, 1932, XIII (60), p. 7.

H. MÖGEL: Controlli di trasmettitori ad onda corta - E. N. T., 1930, VII, p. 333.

W. RUNGE: Un ricevitore ad onda corta, a ricezione scritta, per collegamenti transoceanici - Telefunken Zeitung, 1929, X (52), p. 43.

10 kW, subito seguito da un impianto a scintilla musicale soffiata da 100 kW; 1913 — primo impianto a generatori elettromeccanici e moltiplicatori statici di frequenza, favorevoli prove di collegamento radiotelegrafico con Sayville (New York) e radiotelefonico con Vienna; 1917-1919 — ampliamento della stazione ed impianto di quattro alternatori, due da 400 kW e due da 150 kW; 1919 — costituzione di un centro radioelettrico per il servizio in duplex, fondazione della stazione ricevente di Geltow e dell'ufficio centrale di Berlino; 1920-1925 — successivi perfezionamenti agli impianti trasmettenti con generatori elettromeccanici ed agli impianti riceventi, attrezzatura di un doppio radiogoniometro per la ricezione direttiva da Buenos Aires, presa in esercizio della stazione trasmettente di Eilvese (attrezzata con quattro macchine di alta frequenza Goldschmidt, a riflessione) e della ricevente di Hagen; 1924 — inizio delle trasmissioni su onda corta; 1927-1932 — sviluppo dei collegamenti ad onda corta.

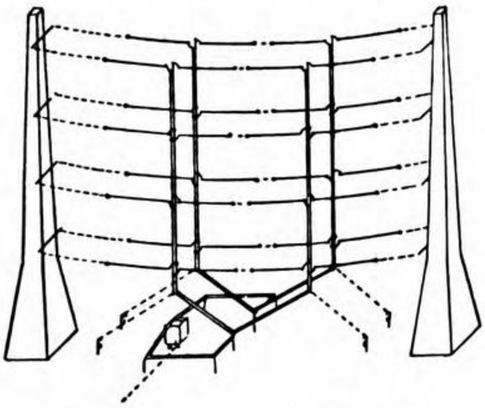


Fig. 2. — Antenna direttiva Telefunken.

Per i collegamenti a grande distanza sono attualmente impiegate prevalentemente le onde corte: opportuni cambi di lunghezza d'onda consentono di svolgere il traffico ininterrottamente nelle 24 ore della giornata. Per rendere maggiormente efficaci le trasmissioni e le ricezioni ad onda corta, è fatto larghissimo uso di antenne direttive, soprattutto del noto tipo Telefunken a dipoli orizzontali, di cui la fig. 2 dà rappresentazione schematica. Lo scambio elettrico dell'aereo col riflettore permette di usare la stessa antenna per due collegamenti di direzione pressochè opposta.

La fig. 3 rappresenta una pianta della stazione trasmettente di Nauen. Le due antenne A_1 A_2 lavorano in parallelo sull'onda di 18130 m, quelle B e C pure in parallelo sull'onda di 13000 m: questo complesso è sospeso su piloni di ferro, alcuni dei quali raggiungono l'altezza di 258 m. Il contrappeso elettrico è formato da una rete di fili interrati. I 30 aerei rimanenti sono tutti di tipo direttivo per il servizio delle onde corte: quelli segnati a semplice tratto, costituiti da una sola cortina emettente, quelli a due tratti costituiti dalle due cortine, antenna e riflettore. Le antenne 1-4 servono per il servizio col Brasile e coll'Argentina, le 5-8 per il servizio cogli Stati Uniti, le 15-20 per il Giappone e la Cina, le rimanenti per gli altri collegamenti. Il numero di

dipoli per cortina varia da 4 a 96 a seconda dell'importanza del collegamento e della lunghezza d'onda. Le antenne sono sospese a torri autoportanti in ferro, alte da 35 a 75 m. L'energia viene convogliata dai trasmettitori alle antenne per mezzo di alimentatori (*feeders*) a tubi concentrici per le 3 trasmissioni più importanti e per mezzo di linee normali per le rimanenti. Per ogni gruppo di antenne, le rispettive linee fanno capo ad una torretta di commutazione, alla quale convergono le uscite dei trasmettitori.

I trasmettitori sono sistemati in tre distinti edifici, di cui quello principale contiene i trasmettitori a generatori elettromeccanici, sei tra-

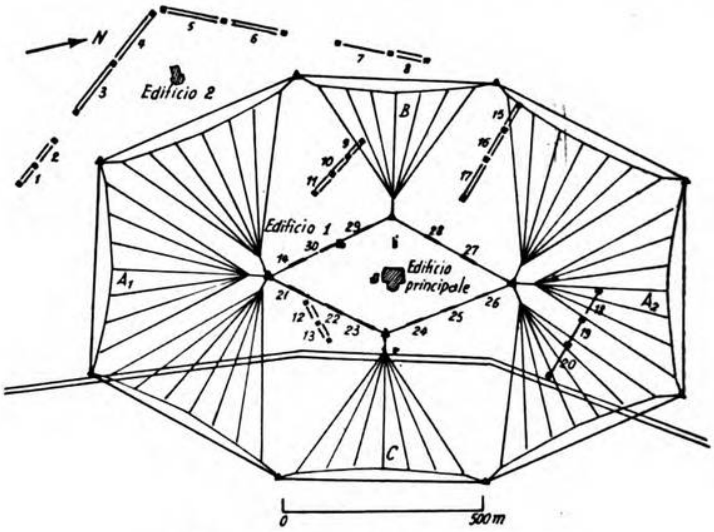


Fig. 3. — Pianta della stazione di Nauen.

smettitori ad onda corta, e tutto l'impianto di trasformazione dell'energia industriale. L'impianto per la generazione dell'energia di riserva, fornita da un motore Diesel da 1000 HP ad 8 cilindri, è sistemato in un edificio a parte.

In totale sono impiantati a Nauen 12 trasmettitori ad onda corta, di cui 2 della Lorenz e 10 della Telefunken. Ciascuno è costituito da 7-10 stadi comandati da un oscillatore pilota a quarzo piezoelettrico. I trasmettitori lavorano sulle onde da 15 a 60 m colla potenza d'antenna di circa 20-25 kW. All'accensione dei tubi provvedono in generale macchine a corrente continua; solamente gli stadi finali di alcuni trasmettitori sono accesi con corrente alternata. Le tensioni anodiche (circa 10 000 V) degli stadi finali sono fornite, per 6 trasmettitori, da macchine a corrente continua e, per altri 6, da raddrizzatori a tubi ad alto vuoto. Ogni coppia di trasmettitori è dotata di 3 complessi di macchine di alimentazione. Ogni trasmettitore è corredato da un'apparecchiatura, che permette di controllare la qualità dell'emissione; inoltre nell'edificio principale è impiantata una vera e propria centrale di controllo per le misure più delicate.

Le correnti di comando sono convogliate dall'ufficio centrale di Berlino alla stazione con un cavo speciale a 50 bicoppie, le cui frequenze limiti sono: 36 kHz per 8 bicoppie, 16 kHz per 16 bicoppie, 3500 Hz per 10 bicoppie e 2700 Hz per le rimanenti 16 bicoppie. Le coppie per il servizio radiotelefonico sono prolungate fino alla centrale telefonica interurbana di Berlino.

Nella recentissima stazione di Beelitz è attualmente concentrato tutto il servizio di ricezione transoceanica. La fig. 4 mostra la disposizione delle antenne. Le onde lunghe sono captate dai due radiogoniometri allineati nella direzione Beelitz-Rocky Point (New York); ad essi sono collegati, con cavo speciale, 5 ricevitori funzionanti in parallelo. I radiogoniometri sono sostenuti da piloni in ferro alti 60 m. Le onde corte sono captate da antenne direttive, analoghe a quelle im-

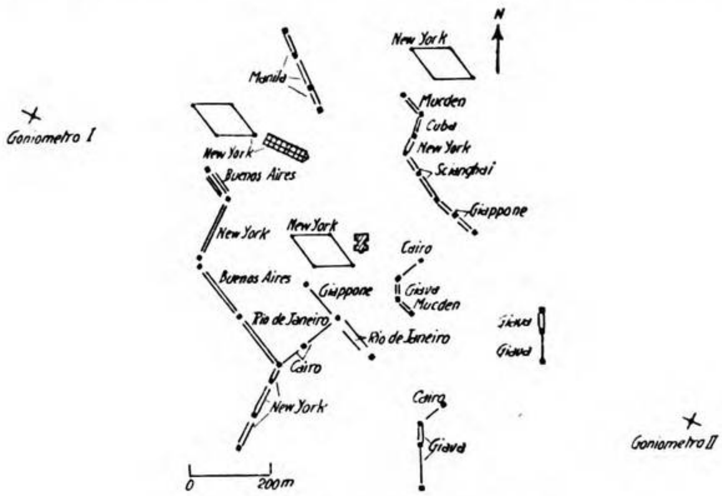


Fig. 4. — Pianta della stazione di Beelitz.

piegate in trasmissione, contenenti ciascuna da 4 a 96 dipoli. Alcuni collegamenti sono serviti da ricezioni multiple (*diversity system*), allo scopo di diminuire gli effetti di evanescenza. Le antenne sono collegate ai ricevitori per mezzo di cavi speciali, salvo le tre maggiori, servite da condutture a tubi concentrici. A titolo sperimentale sono state impiantate quattro antenne di tipo americano, di cui tre romboidali ed una di tipo Beverage. L'impianto è completato da alcune piccole antenne per scopi di controllo e misura. Le linee fanno capo ad un commutatore, che permette di allacciare ogni antenna ad un qualsiasi ricevitore. Un'attrezzatura speciale permette inoltre di comandare a distanza l'inversione elettrica fra l'aereo ed il riflettore di una parte delle antenne.

La stazione ricevente comprende una grande sala, dove sono sistemati 23 ricevitori principali ad onda corta, tre apparecchiature a bassa frequenza per il servizio radiofonico, un ricevitore ad onda lunga, il commutatore e gli apparati di manipolazione per il collegamento coll'ufficio centrale di Berlino. A fianco della sala sta il com-

mutatore delle antenne. Un'altra sala minore contiene quattro ricevitori ad onda lunga e 12 ricevitori ad onda corta di portata ridotta. I ricevitori principali, tipo Telefunken, comprendono quattro stadi ad alta frequenza, uno stadio di rettificazione con eterodina, quattro stadi di media frequenza, uno stadio di rettificazione della media frequenza, il limitatore telegrafico, l'oscillatore ed il regolatore di amplificazione. L'alimentazione dei ricevitori meno recenti è fatta con batterie, mentre i ricevitori più moderni e le apparecchiature telefoniche sono alimentati con macchine. In una sala a parte è disposto un impianto speciale di controllo e misura, che permette di raccogliere dati sperimentali sistematici sulla propagazione delle onde. Un impianto di numerosi gruppi motori-generatori e raddrizzatori permette la carica delle batterie di accumulatori ed il funzionamento delle macchine a corrente continua di alimentazione dei ricevitori principali; queste ultime, quando manchi la corrente alternata industriale, vengono rapidamente allacciate alle batterie di accumulatori. L'energia di riserva è fornita da un motore Diesel da 40 HP.

La stazione di Beelitz è allacciata coll'ufficio centrale e rispettivamente colla centrale telefonica interurbana di Berlino per mezzo di un cavo speciale a 55 bicoppie, di cui 7 possiedono la frequenza limite 36 kHz, 10 la frequenza 16 kHz, altre 10 la frequenza 3500 Hz e le rimanenti 28 la frequenza 2700 Hz.

All'ufficio centrale di Berlino i telegrammi vengono manipolati a macchina e ricevuti a registratore (*recorder*); un'apparecchiatura speciale permette inoltre la trasmissione e la ricezione delle immagini. Alla centrale telefonica interurbana sono installate tre apparecchiature terminali telefoniche, le quali permettono di allacciare i ponti radiotelefonici alla rete interurbana. Ciascuna di esse comprende i soppressori di eco, i soppressori di reazione ed i trasformatori misti.

M. S.

P. J. H. A. NORDLOHNE — **Esperimenti di radiodiffusione ad Amsterdam sull'onda di 7,85 m.** (H. F. Techn. u. El. Ak., agosto 1932, XL, 2, pagine 47-55, con 4 fig.).

Molteplici esperimenti hanno ormai provato la bontà delle radiocomunicazioni a breve distanza con onde di lunghezza inferiore ad 8 m: esse sono praticamente immuni da disturbi atmosferici e da effetti di evanescenza (e perciò da conseguenti distorsioni) e la loro propagazione, pressochè rettilinea, non subisce apprezzabili variazioni di attenuazione per le svariate condizioni atmosferiche. Si può dire che l'unico disturbo sia quello provocato dalle scintille nei motori di autoveicoli, ma anche questo disturbo può essere praticamente eliminato con opportuni espedienti: accorciamento delle connessioni elettriche nei motori ed inserzione di opportune resistenze nei circuiti. Sulla scorta di tali risultati, la Philips eseguì nel 1931 una prova sull'onda di 7,85 m per determinare se con un trasmettitore di piccolissima potenza fosse possibile attuare una buona radiodiffusione circolare per il servizio locale di una grande città.

L'A descrive il trasmettitore, particolarmente interessante perchè esso, dovendo essere installato in una camera di albergo, ha dimensioni ridottissime e massima semplicità di alimentazione, pur mantenendo un alto grado di qualità. Il trasmettitore consta di 7 stadi in cascata, accuratamente schermati, disposti nell'ordine seguente: un oscillatore pilota a quarzo generante la frequenza 2397 kHz, servito da un triodo Philips TC 03/5; due stadi di duplicazione di frequenza seguiti da uno stadio di amplificazione, ciascuno con due TC 03/5 neutralizzati; un

quinto stadio di duplicazione con due TC 03/5 neutralizzati, la cui tensione anodica è modulata al $25 \div 40\ \%$ da un modulatore da 50 watt; un sesto stadio, amplificatore lineare delle oscillazioni modulate, con due tetrodi QB 2/75; uno stadio finale con due tetrodi QB 3/500, amplificatore di potenza e duplicatore di frequenza. La potenza così ricavata, e modulata ora al 100 %, viene induttivamente immessa in una linea in cavo, la quale la convoglia all'antenna. Quest'ultima consta di una semplice asta di rame, lunga mezza onda, installata sopra il tetto dell'edificio, all'altezza di 45 m dal piano stradale. Il modulatore è a sua volta comandato da un preamplificatore da 25 watt. Particolarmente curata è la costituzione del circuito oscillante anodico dello stadio finale di potenza, allo scopo di ottenere contemporaneamente un rendimento sufficiente ed una relativa facilità di regolazione dello stadio. Il trasmettitore è completamente alimentato con corrente alternata: i filamenti direttamente, e gli anodi e le griglie attraverso raddrizzatori (serviti in parte da tubi ad alto vuoto ed in parte da tubi a vapori di mercurio a catodo caldo) provvisti di ottimi filtri.

Il problema della ricezione si può risolvere economicamente corredando i ricevitori normali (per onde medie) di prericevitori per altissima frequenza, i quali possono essere di tre categorie: rivelatori a reazione, supereterodine e superrigeneratori, la cui media frequenza rientri nella gamma delle onde medie normali di radiodiffusione.

L'A esamina e paragona, per questi diversi tipi, le difficoltà che intervengono nella ricezione delle altissime frequenze, definendo così i requisiti tecnici necessari a tali ricevitori. Sono particolarmente discusse le seguenti questioni di capitale importanza: grado di accoppiamento del ricevitore all'antenna; effetto della mano; schermatura dell'apparecchio; regolazione del collegamento a terra; eliminazione delle correnti di altissima frequenza dai circuiti di media frequenza; eliminazione di contemporanee ricezioni su onde medie; effetto delle variazioni di temperatura; costituzione elettrica e meccanica dei circuiti oscillatorii. Il rivelatore a reazione, la cui efficacia è ridotta per effetto del suo necessariamente debole accoppiamento coll'antenna, può ricevere bene fino a distanze da 1 a 2 km, mentre quello a supereterodina può servire utilmente fino a 4-5 km, essendo la sua azione limitata dai « rumori di amplificazione » generati nell'interno dei tubi (effetto Schrott).

L'A espone quindi i risultati dell'esperimento, concludendo che sull'onda di 7 a 8 m una potenza modulata di antenna di 300 watt è sufficiente ad assicurare una buona radiodiffusione locale, purchè si disponga di buoni ricevitori e purchè sia sufficientemente curato l'impianto delle antenne riceventi, da disporre preferibilmente sul tetto delle case. Gli esperimenti compiuti dimostrano inoltre l'impossibilità pratica di taluni procedimenti proposti allo scopo di eliminare nel prericevitore l'oscillatore di altissima frequenza; cioè l'impianto di un trasmettitore ausiliario unico, la cui frequenza differisca di $200 \div 1500$ kHz da quella del trasmettitore di radiodiffusione, oppure la doppia modulazione di quest'ultimo mediante una corrente di frequenza fra 200 e 1500 kHz modulata a sua volta dalle correnti acustiche. *M. S.*

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

F. Pollaczek — **Sui « tempi di attesa » e sulle « perdite di comunicazione » in telefonia.** (E. N. T., luglio 1931, VIII, 7, pag. 206-216, con 8 fig.).

Per definire i « tempi di attesa » e le « perdite di comunicazione » si debbono considerare due casi distinti:

1°) Traffico telefonico detto ad accumulazione di chiamate, ove chi richiede una comunicazione deve attendere un certo tempo per ottenerla, qualora non esistano subito vie libere.

2°) Traffico telefonico in cui il richiedente, che trovi tutte le vie occupate, non può ottenere la comunicazione (se non dopo una nuova chiamata).

Per trattare questo secondo caso si deve ammettere l'ipotesi che le chiamate andate a vuoto non siano, subito dopo, ripetute. Nel primo caso ha invece senso la definizione di un « tempo di attesa » dei richiedenti la comunicazione e si intende poi « perdita di comunicazione » la percentuale di richiedenti, che debbono attendere. Nel secondo caso si chiama « perdita di comunicazione », secondo l'ipotesi fatta, la percentuale di richiedenti che non ottengono la comunicazione.

Con l'aiuto del calcolo delle probabilità e dei risultati di precedenti ricerche si possono ricavare formole matematiche e tracciare diagrammi illustrativi. Le ipotesi fondamentali poste a base della teoria sono: numero grandissimo di abbonati, uguale durata della comunicazione di ciascun abbonato, uguale densità di chiamate nell'ora di massimo traffico.

Le formole ricavate e i diagrammi tracciati permettono di dedurre, fra le altre, le grandezze seguenti: tempo medio di attesa per richiedente, in un fascio perfetto di conduttori telefonici; perdita di comunicazione; probabilità che il tempo di attesa, per un richiedente qualunque, abbia un determinato valore; rendimento medio per singolo conduttore (cioè rapporto tra la durata complessiva di tutte le comunicazioni effettuate, e la durata del massimo di comunicazioni effettuabili). *L. Sp.*

LINEE E CONDUTTURE.

J. C. Besley e H. V. Higgit — **Il ricupero dei cavi sottomarini a grande profondità.** (J. I. E. E., Londra, febbraio 1933, LXXII, 434, pag. 160-168, con 9 fig.).

Il ricupero dei cavi sottomarini presenta difficoltà notevolissime per la tendenza che ha il cavo ad attorcigliarsi per effetto della tensione a cui è sottoposto il conduttore e del moto ondoso che continuamente agita la nave. Le cause determinanti della torsione sono: la cordatura elicoidale dei fili che compongono il conduttore di rame e la forma a V della gola della puleggia sulla quale il cavo scorre. La tensione assiale fa svolgere le spire della corda di rame (semprechè i fili non siano stati avvolti in doppio strato ed in senso opposto); le spire per unità di lunghezza del cavo tendono a diminuire nel tratto più teso cioè vicino alla puleggia, e siccome l'estremità inferiore è appoggiata sul fondo marino e non può rotolare, così il cavo si attorciglia nel punto dove si distacca dal fondo ed il conduttore assume una deformazione permanente che nessuno sforzo assiale potrebbe annullare. Meno chiara è l'azione della carrucola sulla torsione della corda di rame.

La resistenza dell'acqua contro il rivestimento di guttaperca influisce nel senso di diminuire l'attorcigliamento del cavo. Il ricupero riesce meglio quando si usa una carrucola inclinata rispetto alla verticale di un certo angolo dipendente dall'angolo di torsione della corda di rame, dalla profondità del fondo marino e dal numero dei fili che compongono la corda. L'angolo di emersione del cavo non deve mai superare i 10° rispetto alla verticale, altrimenti lo sforzo di tensione aumenta sensibilmente. Il beccheggio della nave produce degli

strappi nel cavo e rende molto irregolare l'operazione del ricupero; bisogna che la velocità impressa dal beccheggio alla carrucola sia minore di quella di sollevamento del cavo (di solito compresa fra 2 e 3,5 km/ora). La migliore soluzione sarebbe di montare l'argano al centro della nave. Le interruzioni nel lavoro di ricupero aumentano l'attorcigliamento del cavo. Sono relativamente rari i casi di ricuperi avvenuti con uno scarto inferiore al 10 % della lunghezza del cavo ricuperato. *I. L.*

MATERIALI.

H. G. Walker e L. S. Ford — **Isolamento dei cavi telefonici con polpa di legno.** (Elect. Eng., dicembre 1932, LI, 12, pag. 838-843, con 6 fig.).

Invece del normale isolamento, con nastri di carta a base di manilla, si comincia ad usare in America, per i cavi urbani, un nuovo tipo d'isolamento, costituito con polpa di legno preparata ed applicata ai fili direttamente, per mezzo di macchine simili a quelle in uso per la fabbricazione della carta.

La fibra di legno (abete o simili), preparata col processo Kraft o anche al solfito, passa dalle vasche di diluizione ad una macchina da carta, il cui cilindro è diviso per mezzo di piccole flange in 60 scomparti. In ognuno di questi avanza un filo di rame, che resta così annegato nella sospensione molto diluita (0,05 %) di fibre di legno, in modo che intorno ad esso si forma una striscia continua di carta. Le 60 strisce passano attraverso a due presse, che sottraggono una buona quantità d'acqua, portando la concentrazione delle fibre al 28 %, e poi ad appositi lisciatori, che danno forma cilindrica al rivestimento dei fili. Gran parte della restante acqua è quindi eliminata (fino a una concentrazione del 91 %), facendo passare i fili rivestiti attraverso un forno elettrico orizzontale, mantenuto a circa 800° C all'estremità umida ed a circa 600° C all'estremità secca, ed infine i fili stessi passano alle bobinatrici, per le successive operazioni di cordatura.

Il principale vantaggio di questo metodo d'isolamento è l'economia, perchè molte operazioni intermedie vengono eliminate; però soltanto dopo lunghe prove si è potuta raggiungere una lavorazione uniforme e continua in grande serie. Molta importanza ha in particolare la diluizione delle fibre, perchè da essa dipendono grandemente le caratteristiche del materiale finito. Attualmente vengono isolati in questo modo soltanto fili da 0,51 e da 0,405 mm di diametro (n. 24 e n. 26 AWG). Agendo opportunamente sui diversi stadi della lavorazione, si possono ottenere diametri esterni variabili da 0,75 a 1,25 mm per il filo da 0,51 mm e da 0,66 a 1,0 mm per il filo da 0,405 mm. La densità (rapporto fra il volume delle fibre e il volume totale dell'isolante), dalla quale dipende la costante dielettrica e quindi la capacità del cavo, può essere variata dal 35 % al 55 % indipendentemente dal diametro dei fili.

Le proprietà meccaniche di questo isolante sono discrete, così da permettere senza danneggiamenti le successive operazioni di fabbricazione e posa dei cavi. I conduttori somigliano piuttosto a fili isolati in tessili che a fili isolati con nastri di carta, perchè non hanno spazio d'aria fra il rame e la circostante carta; la loro superficie poi è rugosa ed i fili non sono sempre bene centrati. Se la cordatura viene fatta, come normalmente, a strati alternativamente destrorsi e sinistrorsi, la flessibilità del cavo risulta notevolmente ridotta, per cui si devono invece cordare più strati sempre nello stesso senso. I cavi molto grossi (se ne sono costruiti a 1212 ed anche a 1818 paia) sono formati da parecchie

unità (cavi elementari composti di 51 o 101 paia cordate tutte nello stesso senso) cordate poi insieme per formare il cavo completo.

Tenendo conto delle proprietà elettriche e meccaniche, che il cavo deve possedere, si è stabilito che i diametri sull'isolante più soddisfacenti sono 1,04 mm per il filo da 0,51 mm e 0,84 mm per il filo da 0,405 mm. Nella fabbricazione si cerca perciò di avvicinarsi il più possibile a questi diametri, i quali sono misurati con un metodo basato sullo spostamento di volume prodotto da pezzetti del conduttore in esame, immersi in un tubo contenente mercurio.

Dato che non esiste spazio d'aria nel rivestimento dei singoli fili, c'era da aspettarsi in questi cavi una capacità più elevata che nei cavi isolati con nastri. Infatti in principio la capacità mutua delle coppie era del 20 % maggiore; riducendo però la densità dello strato isolante senza ridurre troppo le proprietà meccaniche, si è riusciti ad ottenere capacità mutue solo del 3-4 % più grandi che quelle dei cavi normali. Il principale miglioramento in questa direzione si è avuto curando la rotondità dei conduttori isolati, i quali invece tenderebbero ad essere piatti ed a disporsi l'uno contro l'altro in modo da dar luogo a un eccesso di capacità. La resistenza d'isolamento a corrente alternata è un po' minore per questi cavi che per i cavi isolati con nastri; la rigidità dielettrica è invece, in condizioni normali, un po' maggiore.

Riguardo all'installazione, l'unica importante differenza di questi cavi dai normali sta nelle operazioni di giunzione. Appena tolto il tubo di piombo l'assorbimento di umidità sarebbe rapidissimo, se non s'impregnasse l'estremità dei cavi con paraffina. Questa impregnazione, a differenza di quella praticata anche nei cavi normali, deve essere fatta con paraffina fluida, contenente una certa percentuale di olio, variabile con la temperatura ambiente. Le successive operazioni di giunzione dei fili, benchè un po' diverse, non richiedono complessivamente tempo e abilità maggiori di quanto è richiesto dai cavi normali. *F. Ma.*

MISURE.

W. Greenwood — **Un voltmetro elettronico per l'analisi armonica delle oscillazioni elettriche.** (W.E.a.E.W., giugno 1932, IX, 105, pag. 310-313, con 3 fig.).

Il metodo di analisi è basato sul noto principio della determinazione dell'ampiezza dei battimenti, generati fra una data armonica dell'onda in esame ed una oscillazione ausiliaria (1).

La tensione da analizzare insieme con quella fornita da un generatore separato viene applicata fra griglia e filamento di un triodo, le cui caratteristiche abbiano, nel tratto considerato, un andamento quadratico.

La frequenza del generatore ausiliario deve essere portata ad un valore all'incirca eguale a quello della fondamentale o dell'armonica di cui si vuol conoscere l'ampiezza, in modo tale che l'indice di un milliamperometro, inserito nel circuito di placca del triodo, possa oscillare con la frequenza dei battimenti. In queste condizioni, l'elongazione dell'indice risulta proporzionale all'ampiezza dell'onda fondamentale o dell'armonica considerata.

Se la tensione del generatore rimane costante alle varie frequenze, il valore del rapporto fra le ampiezze di una particolare armonica e della fondamentale corrisponde a quello esistente fra le elongazioni del milliamperometro nei due casi.

(1) C. G. Suits: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 178.

Uno studio teorico del metodo dimostra la necessità di impiegare tubi le cui caratteristiche abbiano un andamento quadratico, e di avere a disposizione un generatore a tensione perfettamente sinoidale. Praticamente quest'ultima condizione non è assolutamente indispensabile: l'errore che si può commettere è trascurabile, se la percentuale di armoniche si mantiene entro limiti abbastanza piccoli.

Per ridurre gli errori che possono derivare dal fatto di non avere tubi a caratteristiche perfettamente quadratiche, si può, in qualche caso, fare piccolo il rapporto fra la tensione da analizzare e quella del generatore; oppure ricorrere ad un circuito a montaggio simmetrico (fig. 1). Con questo schema, per ottenere dalla misura risultati precisi,

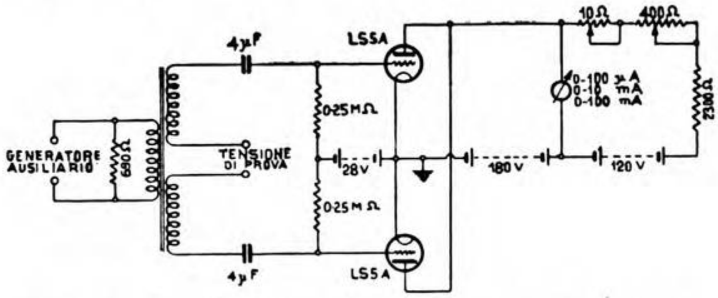


Fig. 1. — Schema del voltmetro elettronico per analisi armonica.

è importante che le tensioni sulle griglie dei due tubi siano esattamente equilibrate e che i filamenti abbiano un punto a terra. La tensione in esame può essere applicata direttamente come in figura, oppure a mezzo di un trasformatore; in tal caso è necessario assicurarsi che questo trasformatore non provochi distorsioni.

Il circuito, disposto come risulta dalla fig. 1, è stato sperimentato per determinare le distorsioni causate dai trasformatori, dagli amplificatori e per analizzare diverse forme d'oscillazione. Esso rende possibile, con buona precisione, la misura delle ampiezze delle singole armoniche sino ad un valore di circa 0,1 % della fondamentale.

S. R.

H. R. Harbottle — Alcuni sistemi di misura acustici e telefonici. (J. I. E. E., Londra, ottobre 1932, LXXI, 430, pag. 605-631 (1), con 54 fig.).

L'A ha eseguito una serie di misure di intensità sonora su diversi apparecchi fra i quali: cuffie telefoniche, altoparlanti, radioricevitori completi, ecc.; come strumento di misura ha usato il microfono a condensatore previa taratura coi metodi classici del termofono, del disco di Rayleigh e del compensatore. Le misure sono state eseguite in una stanza con le pareti imbottite di un tessuto molto soffice dello spessore di 30 cm a sua volta drappeggiato con cortine dello stesso tessuto per uno spessore di 30 cm; in tal modo la riflessione del suono contro le pareti resta praticamente eliminata. La stanza ha una lunghezza di 3,56 m, una larghezza di 2,74 m ed un'altezza di 2,74 m.

---

(1) Segue la discussione fino a p. 641.

Per tarare un microfono ordinario si segue il metodo di sostituzione paragonandolo col microfono campione messo nelle stesse condizioni di ambiente, mentre la sorgente delle vibrazioni sonore è costituita da un altoparlante: le correnti ottenute dai due microfoni vengono poi confrontate fra loro per ogni frequenza di vibrazione. Per la taratura di un telefono si usa un orecchio artificiale, tale da riprodurre il condotto auditivo fino alla membrana del timpano che è sostituita dal microfono a condensatore (fig. 1). Se infine si vogliono rilevare le caratteristiche di un altoparlante, lo si colloca in fondo alla sala ad una data distanza dal microfono a condensatore; si ripete il rilievo dell'in-

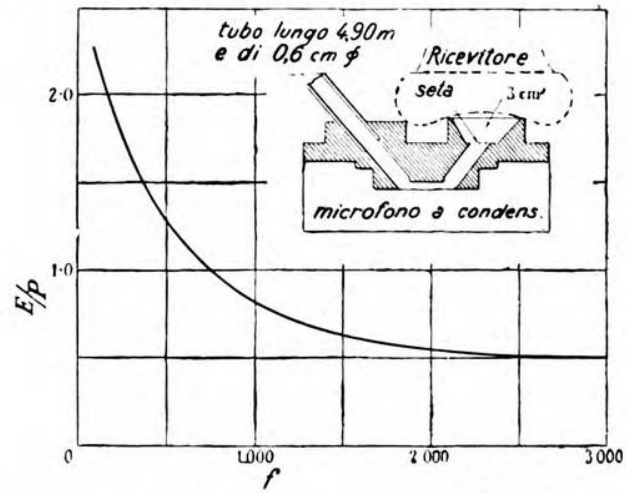


Fig. 1. — Caratteristica (ordinate in mV/(dine/cm²), ascisse in Hz) del microfono a condensatore montato in un orecchio artificiale.

tensità sonora per diversi valori della frequenza, e si ottengono risultati diversi a seconda che il microfono si trovi sull'asse dell'altoparlante oppure spostato lateralmente.

Un giudizio più completo sul funzionamento dei telefoni si può però avere soltanto dall'esame dell'intero complesso microfono - linea - telefono durante la trasmissione delle parole. Gli elementi che bisogna esaminare sono: 1°) l'*attenuazione* calcolata dal rapporto fra l'energia raccolta dal microfono e l'energia resa dal telefono, 2°) l'*intelligibilità* definita come percentuale delle idee d'un discorso trasmesse correttamente, 3°) la *chiarezza* definita dalla percentuale delle monosillabe senza senso trasmesse correttamente.

L'attenuazione viene determinata sperimentalmente con appositi apparecchi coi quali si misurano le potenze medie ai due estremi di una linea artificiale ad impedenza regolabile; l'A riporta alcuni schemi di questi apparecchi in uso in diverse nazioni. Le altre due grandezze sono l'una funzione dell'altra (fig. 2), e dipendono dalla frequenza dei suoni trasmessi e dall'attenuazione della linea. Le prove di chiarezza e di intelligibilità sono di solito eseguite con un'intensità sonora di 50 decibel a cui corrisponde una chiarezza del 90 %. Le monosillabe sono composte di consonante-vocale-consonante e si ottengono con uno spe-

ciale combinatore di cui è riportato uno schema adatto per la lingua inglese. Le misure di rendimento sui microfoni fatte coi metodi suddetti sono in gran parte affidate all'abilità personale degli operatori; si è anche pensato a sistemi meccanici di collaudo; i microfoni vengono esposti ad un'onda sonora dell'intensità di 30 decibel prodotta da un altoparlante alimentato da un generatore a valvole (urlatore). La corrente prodotta da quest'ultimo contiene molte armoniche di frequenza compresa fra 420 e 1780 Hz.

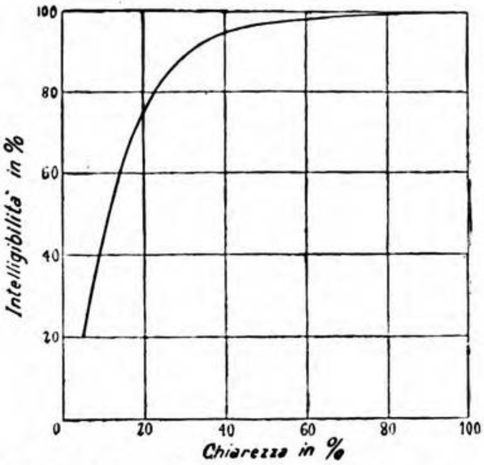


Fig. 2. — Relazione fra la chiarezza e l'intelligibilità.

Nelle misure sui microfoni bisogna anche stabilire l'entità del fruscio causato dai granelli di carbone che continuamente si muovono fra di loro e rispetto alle membrane. I microfoni vengono inoltre sottoposti ad una prova meccanica consistente nel ripetere 3000 volte le operazioni che si compiono nell'adoperarli: il sollevamento del microfono dal sopporto è sostituito da un impulso di corrente sulla membrana, un colpo di *clackson* sostituisce l'analoga operazione fatta dall'abbonato chiamato, l'urlatore mantenuto in funzione per 90 secondi sostituisce la conversazione, segue un colpo di *clackson* e l'interruzione della corrente. La ripetizione meccanica di queste operazioni richiede circa una settimana e rappresenta il lavoro al quale viene sottoposto un apparecchio in un anno di servizio; si può confrontare il rendimento in potenza prima e dopo la prova.

Vi sono poi prove speciali, come quelle che si compiono sulle calamite del telefono per stabilirne la magnetizzazione e la durata sotto l'effetto di vibrazioni meccaniche prolungate; e metodi semplificati di prova, come quello che consiste nel ripetere una serie di numeri prima sul microfono in esame e poi su quello campione e nel confrontare le due potenze elettriche medie ottenute nei microfoni. *I. L.*

H. Subra — **Il vibrometro.** (R. G. E., 19 marzo 1932, XXXI, 12, pag. 371-376, con 5 fig.).

Il vibrometro è un apparecchio simile all'altoparlante elettrodinamico. Il suo circuito magnetico (fig. 1), eccitato dalla bobina *B*, pre-

senta due espansioni, in corrispondenza delle quali si trovano i circuiti elettrici 11′ e 22′. Il primo è il circuito motore dell'apparecchio; riceve l'energia elettrica e provoca il movimento dell'organo mobile; è composto di due avvolgimenti, 1 portato dalla parte meccanica mobile (cilindro non magnetico solidale con la membrana *M* incastrata ai bordi), 1′ collegato in serie con 1 e fissato al nucleo *S*.

Il secondo circuito 22′, analogo al primo, serve per la misura, la quale consiste nel determinare la differenza di potenziale procurata ai morsetti di esso dal movimento di 2. Tale differenza di potenziale proviene solo dal movimento perchè i collegamenti 11′ e 22′ sono regolati in modo che fra i due circuiti non vi sia mutua induzione; l'indica-

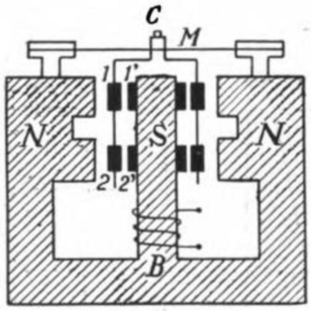


Fig. 1. — Disegno schematico del vibrometro.

zione del circuito di misura rimane funzione, oltre che della corrente magnetizzante e di quella motrice, anche dell'impedenza meccanica dell'organo mobile e della pressione acustica esercitata sulla membrana.

L'apparecchio può essere usato in due modi differenti:

1°) Per la determinazione di impedenze meccaniche si unisce rigidamente la membrana *M* al corpo del quale si vuole misurare l'impedenza; si alimenta il circuito 11′ con corrente alternata e si valuta la f. e. m. indotta dal movimento nel circuito 22′; note le costanti dell'apparecchio, si risale dalla tensione misurata ai capi di 22′ all'impedenza acustica del corpo collegato con *M*.

2°) Per la misura di pressioni acustiche si adopera il vibrometro col metodo di compensazione, annullando il movimento della membrana mediante l'azione elettrodinamica di una corrente che si fa circolare in 11′, e constatando questa condizione con l'annullarsi della f. e. m. indotta nell'avvolgimento 22′.

Con il vibrometro si rendono così possibili numerose determinazioni di carattere elettroacustico e meccanico; lo studio dell'apparecchio con l'aiuto dei circuiti equivalenti agevola l'interpretazione dei risultati con esso ottenuti. *G. Sac.*

A. H. Inglis, C. H. G. Gray e R. T. Jenkins — **Organi artificiali della voce e dell'udito per misure telefoniche.** (Bell S. T. J., aprile 1932, XI, 2, pag. 293-317, con 18 fig.).

Il funzionamento dei trasmettitori e dei ricevitori telefonici dipende, oltre che dalle loro caratteristiche fisiche, dalle corrispondenti reazioni degli utenti; si comprende quindi quanto sia importante il poter sostituire nelle prove di laboratorio e di officina alla voce e all'udito umani — che presentano variazioni incontrollabili da individuo a in-

dividuo — organi artificiali approssimativamente equivalenti, le cui caratteristiche possano venire esattamente specificate e riprodotte.

Per la voce artificiale occorrono una bocca artificiale ed una sorgente di energia; la prima è costituita da un adatto trasduttore elettroacustico, la seconda da un trasmettitore di ottima qualità o da un disco fonografico o anche, quando interessi una determinata frequenza, da un triodo oscillatore. Per la bocca artificiale si richiede:

a) che essa non introduca distorsione di ampiezza nella banda delle frequenze vocali;

b) che possa fornire una potenza acustica senza distorsione non lineare fino oltre le intensità raggiungibili dalla voce umana;

c) che il campo sonoro, in ogni punto dello spazio circostante e per ogni frequenza, sia eguale a quello relativo alla bocca umana;

d) che l'introduzione di oggetti, ad esempio trasmettitori, nel campo sonoro reagisca sulla bocca artificiale come avverrebbe nel caso della bocca umana.

Anche l'orecchio artificiale può ritenersi costituito da due parti, cioè dall'accoppiamento acustico e dall'apparecchiatura di misura. L'accoppiamento acustico deve avere alle varie frequenze la stessa impedenza dell'orecchio umano, sia nell'aria libera, sia col ricevitore affacciato, e dar luogo alle stesse pressioni che si hanno nel caso dell'organo umano. A queste pressioni devono essere proporzionali le indicazioni dell'apparecchiatura di misura, anche nel caso di suoni di breve durata o comunque complessi.

Gli organi artificiali studiati e costruiti nei laboratori del « Bell System » rappresentano un'approssimazione agli organi reali abbastanza soddisfacente per tutte le necessità delle prove di laboratorio e di officina.

Nel caso della voce artificiale la rete d'impedenze, sulla quale agisce la sorgente di energia, è del tipo a resistenza costante, studiato dallo Zobel; gli amplificatori inseriti presentano elevato guadagno e forniscono senza introdurre distorsione la quantità massima di energia elettrica, che può essere richiesta per ottenere dalla bocca artificiale la desiderata potenza acustica. La bocca artificiale è costituita essenzialmente da un ricevitore ad altoparlante, dal quale è stato possibile ottenere il discorso con un'intonazione naturale e intelligibile quanto la voce umana.

L'orecchio artificiale, a differenza dell'orecchio umano, deve consentire misure di pressione assoluta. E' costituito dall'accoppiamento acustico, il quale presenta ad un ricevitore lo stesso carico acustico di un orecchio umano tipo, da un piccolo trasmettitore a condensatore, che funziona come elemento misuratore dell'organo di accoppiamento, e da dispositivi adatti per amplificare e misurare le tensioni generate da tale trasmettitore.

Il contatto fra l'auricolare del ricevitore in prova e l'organo di accoppiamento acustico viene realizzato mediante un pezzo di gomma vulcanizzata a stampo, che si adatta perfettamente all'auricolare; vi si trova una derivazione acustica atta a riprodurre l'inevitabile perdita che si ha fra l'auricolare e l'orecchio umano. Al pezzo di gomma è collegata meccanicamente una struttura rigida, nella quale è ricavata una camera di forma e dimensioni simili a quelle del canale auditivo dell'orecchio umano. Tale camera ha su di una parete la membrana del microfono a condensatore destinato alla misura delle pressioni, e termina in una rete di impedenze acustiche, le quali presentano componenti di massa, rigidità e resistenza paragonabili a quelle di un canale auditivo medio.

L'orecchio artificiale è montato entro una apposita scatola, che contiene pure un amplificatore a due stadi utilizzato per il funzionamento del piccolo microfono a condensatore. Il ricevitore è sostenuto da una speciale struttura meccanica, che lo mantiene nella posizione corrispondente ad una pressione prestabilita e lo centra perfettamente sull'orecchio artificiale.

Per mezzo di tali apparecchi, risulta possibile un preciso e rapido controllo delle condizioni di prova delle apparecchiature telefoniche, e si ha il vantaggio che tali prove si fanno in condizioni assai prossime a quelle normali di esercizio. *S. 3.*

RICEVITORI.

R. H. Langley — Un esame della selettività. (Proc. I. R. E., aprile 1932, XX, 4, pag. 657-673, con 4 fig.).

La selettività è un problema di importanza fondamentale nel campo delle radiocomunicazioni, e tuttavia non considerato fin'ora con sufficiente attenzione. Una rassegna di tutta la letteratura sulla selettività rivela immediata la necessità di un coordinamento dei risultati e di una revisione delle definizioni. Se si analizza qual'è il significato del vocabolo « selettività » per un ricevitore, ci si rende conto come abbiano scarso valore quelle definizioni e quei metodi di misura il cui concetto è associato con quello di curva di risonanza, ed è quindi basato sul rapporto delle amplificazioni in risonanza e fuori risonanza.

E' perciò suggerito di definire come « selettività » *la proprietà di un ricevitore, per la quale esso è atto a non ricevere i segnali su cui non è accordato.* Essa dovrebbe quindi essere misurata in base alla *intensità di campo (o tensione di entrata) che, per ciascuno dei « canali »* [1] *adiacenti o contigui (da ambo i lati) a quello su cui sta effettivamente avvenendo la ricezione, dà una potenza di uscita, in milliwatt, che può essere ritenuta inudibile.*

Il rilievo della curva di risonanza non dà sufficienti elementi di giudizio sulla selettività, poichè la mancanza di un'onda portante in risonanza, quando si effettuano misure con segnale fuori risonanza, migliora apparentemente in modo sensibile le doti di selettività del ricevitore, causa la caratteristica insensibilità del tubo rivelatore per segnali molto deboli; proprietà questa che non ha valore nel funzionamento effettivo del ricevitore, quando il segnale debole fuori risonanza si sovrappone a quello che si riceve. Inoltre la curva di risonanza non può mettere in evidenza quei ben noti fenomeni di interferenza (*cross talk*) che si manifestano nell'amplificatore a radiofrequenza e che dovrebbero essere presi in considerazione quando si vuole provvedere all'esame delle selettività.

Si è soliti anche generalmente rilevare dalla porzione centrale della curva di risonanza l'effetto della parte a radiofrequenza del ricevitore sulla caratteristica di fedeltà. E' opportuno notare come anche questo procedimento non sia corretto, specialmente per i ricevitori molto selettivi, poichè il segnale modulato a 400 Hz, che usualmente si adopera per queste misure, non può fornire le singole ordinate della curva di

[1] E' noto che i « canali » corrispondenti alle emissioni radiofoniche si differenziano l'uno dall'altro per salti successivi di frequenza pari a 10 kHz.

risonanza, ma per ogni punto un valore medio in una banda di frequenze di $\pm$ 400 Hz.

[*Questi nuovi concetti sulla selettività, oltre che per i ricevitori destinati alla radiodiffusione, potrebbero vantaggiosamente esser tenuti presenti nel collaudo di tutti i radioricevitori, sostituendo alla considerazione di « canali » adiacenti o contigui, quella di « altre emissioni eseguite ciascuna su una frequenza differente di un multiplo di* $\pm$ 10 *kHz da quella del segnale, che si sta contemporaneamente ricevendo e per il quale il ricevitore è accordato* » - n. d. r.]. *M. B.*

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

H. Kingsbury e R. A. Goodman — **I metodi e l'equipaggiamento della telegrafia in cavo sottomarino.** (J. I. E. E., Londra, maggio 1932, LXX, 425, pag. 477-513 (1), con 23 fig.).

Le linee telegrafiche sottomarine hanno ora un temibile concorrente nella radiotelefonia; mentre un breve messaggio telegrafico dall'America all'Europa richiede da 15 a 20 minuti per essere trasmesso per cavo, ne richiede appena 2 per via radio; ciò spiega perchè le linee sottomarine non hanno subito quell'incremento che era stato previsto. I pregi peculiari delle comunicazioni cablografiche sono la segretezza e la maggiore continuità del servizio; quanto alla prima è bensì possibile intercettare le comunicazioni per cavo mediante apparecchi particolarmente sensibili, ma la lora installazione presenta notevoli difficoltà.

La velocità di trasmissione dei cavi sottomarini non compensati è compresa fra 240 e 800 lettere al minuto, e poichè ogni lettera richiede in media 3,7 impulsi di corrente si può ritenere che la corrente elettrica nel cavo abbia una frequenza compresa fra 4 e 20 Hz. La tensione di alimentazione è di solito di 50 volt. Il funzionamento del cavo in duplex richiede la sistemazione di due prese di terra, una più vicina alla stazione di testa per la trasmissione e l'altra più lontana per la ricezione. Le linee artificiali sono costruite con speciale cura in modo da avere un coefficiente di temperatura di $\pm$ 0,02 % per grado C nella capacità e di $\pm$ 0,001 % per grado C nella resistenza, almeno per valori della temperatura compresi fra 15 e 30 gradi C.

La potenza necessaria per il servizio su di un cavo transatlantico non compensato (compresi gli amplificatori ed i rigeneratori) si valuta di 1,5 kW; se invece il cavo è compensato su tutta la lunghezza la potenza sale a 4 kW, in compenso il traffico può essere decuplicato. Il funzionamento in duplex è ora possibile anche per i cavi compensati, quando la spirale di ferro sia stata avvolta attorno al rame in modo da realizzare uno spessore massimo in mezzaria e decrescente verso i due terminali del cavo. Il circuito in duplex ai due terminali di un cavo compensato nel modo ora detto (fig. 1) differisce da quello solito perchè contiene anche un'induttanza di equilibrio (oltre alla capacità ed alla resistenza) studiata in modo da tenere conto delle perdite per isteresi e correnti parassite nella spirale di ferro. La velocità di trasmissione su questo tipo di cavo può essere elevata fino a 2400 lettere al minuto; tale velocità di trasmissione corrisponde ad una corrente di frequenza eguale a 100 Hz.

(1) Segue la discussione fino a p. 521.

L'A riporta le piante di due moderne stazioni cablografiche di testa, entrambe in servizio a Londra e provviste di collegamento con la rete telefonica locale per la raccolta più rapida dei messaggi telegrafici. L'energia necessaria per il funzionamento dell'impianto di trasmissione è data da due batterie di accumulatori reciprocamente sostituibili in modo da permettere la ricarica senza dovere interrompere il servizio; il rendimento complessivo della conversione della corrente alternata in continua varia fra 0,55 e 0,60 e si potrebbe elevare a 0,7 facendo tale conversione con un gruppo rotante.

Una statistica molto interessante è stata eseguita per stabilire il tempo perduto durante le interruzioni del traffico prodotte da guasti ai cavi od agli apparecchi di trasmissione. Da essa risulterebbe che il

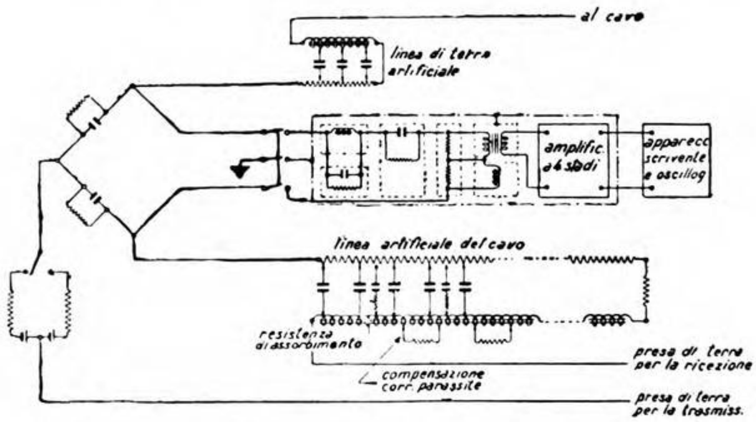


Fig. 1. — Circuito in duplex ai terminali di un cavo compensato.

perditempo prodotto dagli apparecchi installati ai terminali si mantiene fra il 0,05 ed il 0,1 % del tempo totale assorbito dalle comunicazioni ed è in prevalenza causato dai guasti agli apparecchi di rigenerazione e di amplificazione dei segnali. Le interruzioni prodotte dalle correnti vaganti di terra e dalle fulminazioni hanno una distribuzione nel tempo ed un'ampiezza molto irregolari; il tempo perduto per questi casi è di solito minore del 0,1 % del totale ma in qualche caso raggiunge anche il 0,4 %. Nulla si può prevedere sui guasti accidentali dei cavi prodotti da azioni telluriche; in un solo terremoto (1929) si sono verificate interruzioni su 13 cavi in una zona dove, nel periodo di 73 anni, si erano attribuite soltanto quattro interruzioni alla medesima causa.

Attualmente sono in servizio diverse navi specializzate per la riparazione dei cavi, con un dislocamento totale di 100.000 tonnellate, adibite ad un complesso di linee aventi uno sviluppo totale di 590.000 km. L'individuazione del guasto si può fare con l'approssimazione di 1 km nel 60 % dei casi finora registrati. In generale si ritiene che un cavo debba essere rinnovato dopo una trentina d'anni di esercizio; i guasti rilevabili in tale periodo, principalmente per effetto del moto ondoso che corrode il rivestimento, sono da 10 a 15. L'A riporta anche alcuni dati sulla spesa assorbita dalle riparazioni ai cavi. *I. L.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

E. HUDEC — **Il controllo della luminosità nei tubi di Braun.** (E. N. T., giugno 1932, IX, 6, pag. 213-225, con 16 fig.).

Lo studio si ricollega ad altri precedenti dello stesso A (1) e riprende e sviluppa più ampiamente i concetti in essi accennati, descrivendo le ultime forme costruttive attuate nei laboratori del « Reichspostzentralamt » per i tubi di Braun, destinati a funzionare come apparecchi riceventi per televisione.

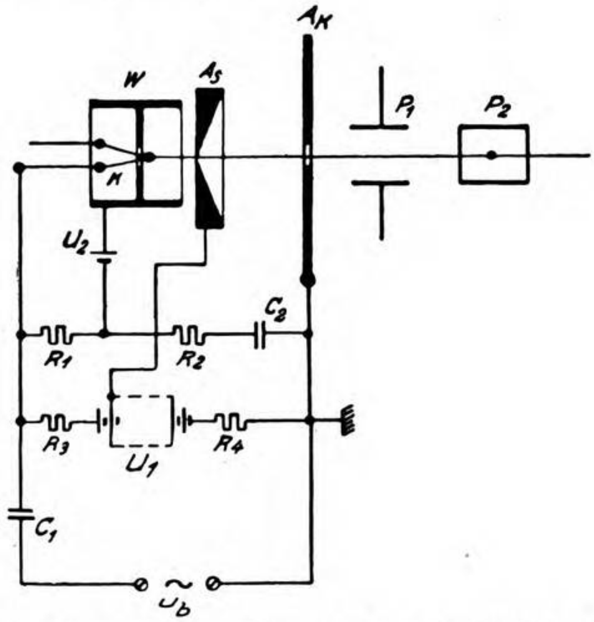


Fig. 1. — Disposizione schematica degli elettrodi del tubo di Braun e circuito di accoppiamento della tensione di controllo.

E' noto che sono molto mediocri i risultati che si ottengono nella televisione coi tubi di Braun normali per misure elettriche. Se infatti si adotta in questi il metodo di controllare la luminosità della traccia agendo in un modo qualsiasi sull'emissione catodica, si nota che la traccia stessa varia continuamente di forma, posizione e grandezza e l'immagine è quindi deformata per cause molteplici. Non molto usato è l'altro metodo di controllo, nel quale la luminosità della traccia rimane costante, mentre è continuamente variata la velocità di spostamento sullo schermo; perchè con tal metodo, pur non richiedendosi l'uso di tubi di speciale costruzione, l'immagine è assai deformata per distorsioni anche minime del segnale. I sistemi, infine, ideati dal Clay e dal von Ardenne, nei quali la emissione elettronica del catodo è mantenuta costante ed il fascio è variabilmente diaframmato con speciali

(1) Recensiti in A. F., 1932, I, p. 593; A. F., 1933, II, p. 113.

artifici, sono assai complicati, di difficile regolazione e di scarsa stabilità. Il metodo adottato nel R. P. Z. consiste nell'applicare la tensione di controllo (tensione di immagine) al cilindro di Wehnelt o ad un altro elettrodo ausiliario; la emissione elettronica del catodo e la luminosità della traccia variano quindi in dipendenza di tale tensione. Ma affinchè si ottengano buoni risultati, il tubo deve essere costruito in modo affatto speciale, perchè il grado di concentrazione e la deviabilità del fascio risultino totalmente indipendenti dalle variazioni della tensione di controllo.

Nel tubo di Braun ordinario, una prima causa di deformazione per spostamento anormale della traccia è da attribuirsi a dissimmetrie costruttive nel sistema degli elettrodi. Nel R. P. Z. si è giunti a costruire

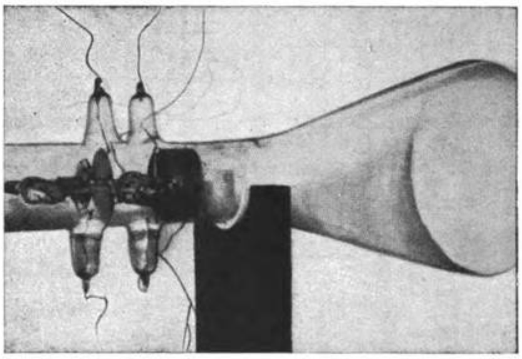


Fig. 2. — Tubo di Braun con elettrodo per neutralizzazione della carica spaziale.

tubi dotati di elevato grado di simmetria assiale; in essi gli elettrodi sono sostenuti da una forcella di vetro totalmente indipendente dalle pareti del tubo e sono messi a posto con un sistema di montaggio col quale si ottengono esatta simmetria e grande stabilità di posizione.

Ma neppure con siffatti accorgimenti il tubo normale dà buoni risultati. Poichè la configurazione del campo in vicinanza del catodo è funzione della tensione di controllo, la concentrazione del fascio varia continuamente; ed altra causa di variazione della concentrazione è la repulsione mutua tra gli elettroni del fascio, dipendente dalla intensità di esso e dalla sua concentrazione iniziale. La deviabilità è alterata infine dalla carica spaziale di ioni positivi nella zona immediatamente a tergo dell'anodo e, in misura minore, dalla corrente derivata attraverso le piastre deviatrici. Effetto sensibile sulla concentrazione del fascio esercitano anche gli ioni generati per urto nel gas residuo; una opportuna scelta della pressione di riempimento permette di graduare tale effetto in modo adeguato, a compenso parziale delle altre cause di diminuzione di concentrazione.

L'analisi dei fenomeni accennati ha condotto alla costruzione di tubi di Braun aventi il numero e la disposizione schematica di elettrodi riprodotta in fig. 1. Il cilindro di Wehnelt porta un diaframma trasversale, dal cui foro centrale spunta fuori la punta ossidata del filamento. Gli anodi sono due: A_s, che è detto anodo di controllo; A_k, anodo di concentrazione. Il cilindro di Wehnelt riceve una tensione di

polarizzazione leggermente negativa rispetto al filamento; A_s riceve una tensione positiva, ed A_k una tensione pure positiva, maggiore della precedente. Il numero di elettroni uscenti, quindi la luminosità della traccia, è variato applicando la tensione di immagine o tra catodo e cilindro di Wehnelt, o tra catodo ed anodo di controllo. Gli elettroni percorrono il campo di controllo parallelamente all'asse; tra A_s ed A_k, per la forma della faccia posteriore del primo anodo, il campo elettrostatico ha una componente convergente verso l'asse; il fascio elettronico viene in questo tratto concentrato indipendentemente dalla sua intensità. Graduando tale effetto, insieme con quello del gas residuo, si può completamente compensare l'azione repulsiva mutua degli elettroni del fascio, che del resto è piccola, poichè la concentrazione iniziale, all'uscita da A_s, non è molto spinta. P_1 e P_2 rappresentano le coppie di piastre deviatrici. Per compensare l'azione della carica spaziale di ioni positivi, è introdotto nel tubo un nuovo elettrodo, che non si vede nella fig. 1, bensì nella fig. 2, la quale riproduce la forma costruttiva del tubo. Il nuovo elettrodo è un corto e grosso conduttore cilindrico situato quasi al termine del collo del tubo; esso è polarizzato negativamente rispetto all'anodo A_k.

Con questo insieme di disposizioni, la variazione di emissione elettronica provocata dalla tensione di controllo non è accompagnata da alcuno degli effetti perturbatori accennati.

Lo spostamento della traccia luminosa sullo schermo, in sincronismo con il disco analizzatore trasmittente, è ottenuto applicando alle piastre deviatrici le tensioni a variazione lineare nel tempo, prodotte dalla scarica, attraverso una lampada a luminescenza, di un condensatore caricato dalla corrente di saturazione di una valvola termoionica. Tale fenomeno, già utilizzato per il rilievo diretto di oscillogrammi al tubo di Braun, può essere reso periodico con frequenza assegnata, mediante dispositivi studiati dallo stesso Hudec (2).

I risultati ottenuti, ricevendo una immagine suddivisa in 60 righe orizzontali, sono veramente soddisfacenti; solo elevando molto oltre il valore normale l'ampiezza massima della tensione di controllo, si comincia ad osservare un incurvamento delle righe luminose. La concentrazione ottenuta è talmente buona, che lo spessore delle striscie luminose è notevolmente inferiore a quello delle righe di suddivisione; è pertanto possibile anche la ricezione di immagini suddivise in numero di righe più elevato.

Nella fig. 1 è anche rappresentato il circuito per l'applicazione agli elettrodi della tensione di immagine e delle tensioni di polarizzazione.

E. Cr.

TUBI ELETTRONICI.

L. Rohde — Tubi trasmettenti per la generazione di onde cortissime. **(H. F. Techn. u. El. Ak., luglio 1932, XL, 1, pag. 3-5, con 4 fig. e 2 tab.).**

Sono esaminate le varie cause che limitano la potenza ricavabile dai tubi elettronici nella gamma di lunghezze d'onda da 10 ad 1 m adoperandoli secondo gli schemi noti, nei quali la capacità interna anodo--griglia del tubo fa parte del circuito oscillatorio. La potenza utile dipende essenzialmente dal proporzionamento interno; questo influisce direttamente sui seguenti elementi di capitale importanza: resistenza elettrica interna, grado di reazione e smaltimento dell'energia dissipata sull'anodo. L'analisi dei vari fattori dimostra conveniente aumentare

(2) E. Hudec: Erzwungene Kippschwingungen und ihre technischen Anwendungen - Archiv f. Elektr., 1929, XXII, p. 459.

quanto è possibile la pendenza delle caratteristiche diminuendo contemporaneamente la resistenza interna.

Sono riassunti nella tabella, per una serie di tubi di costruzione corrente, i seguenti dati, ricavati sperimentalmente: massima dissipazione anodica; minima lunghezza d'onda e relativa potenza utile ricavabile dal tubo, fatto funzionare come oscillatore; gli stessi dati per il tubo funzionante come amplificatore; tensione anodica massima e capacità interne.

Sono esposti infine i criteri, che hanno condotto alla costruzione di tubi specialmente adatti per la generazione di onde da 1 a 10 m; costruzione che è stata eseguita dall'A nel laboratorio di fisica tecnica dell'Università di Jena. I relativi dati pratici, riportati nelle ultime cinque linee della tabella, comparati con quelli sopra esposti, rivelano il notevole progresso conseguito. Specialmente importante è il risultato ottenuto con un tubo raffreddato a circolazione di acqua: sull'onda di 320 cm, la potenza oscillante utile vale 650 W, la dissipazione anodica 2 kW, la tensione anodica applicata 4000 V.

Tipo	Massima potenza dissipata sull'anodo W	Onda min. come oscill.		Onda come amplificat.		Tensione anodica V	Capacità interne μμF			Accens.		
		lunghez. m	potenza W	lunghez. m	potenza W		PG	GF	PF	V	A	
R S 224	10000	5,80	1000	—	—	5000	30	20	5,6			raffreddam. ad acqua
R S 207 g	1500	3 0	200	4,7	650	3000	13,3	11,1	5,6			Telefunken refrigerati ad aria
RS 229 IIg	400	3,2	80	5,0	150	1500	7,8	8,9	4,4			
R S 19	200	2,9	25	4,6	75	2000	7,8	5,6	2,8			
R S 31 II	75	3,5	8	6,0	25	800	7,8	6,9	2,0			
R S 17	70	3,2	8	6,0	20	800	12,2	5,6	3,7			
R S 55	25	2,4	4	5,0	8	600	8,9	6,9	1,6			
R S 5	20	2,4	3	—	—	500	7,8	7,6	1,4			
R V 218III	20	3,8	3	7,0	7	300	6,7	4,8	5,1			Telefunken
R E 604	12	3,6	2	6,5	4	275	9,1	7,4	5,3			
R S 241 I	12	3,4	2	6,5	5	275	7,8	5,6	3,5			
R E 134	8	2,4	0,5	4,8	2,5	250	5,0	5,3	3,3			
R E N 904	8	1,25	1	—	—	250	3,5	6,2	3,9			
M C	80	1,8	5	3,5	15	800	5,0	2,1	1,3			Metal (Paris)
T M C	12	1,0	0,8	3,0	3	600	3,2	1,8	1,0			
U V 858	20000	6,0	5000	—	—	10000	18,0	17,0	2,0			G. E. Co. refrigerato ad acq.
Wass. V	2000	3,2	650	4,3	1000	4000	10,2	6,4	3,3	15	12	costruiti in laborat.
Cyl. An.	200	2,8	60	4,2	90	1500	7,2	5,0	2,2	20	6	
Hörn. A	100	2,0	20	3,2	40	1200	5,3	2,2	1,7	10	6	
Hörn. B	85	1,75	15	2,9	30	1000	4,7	2,0	1,2	6	6	
Hörn. C	15	1,0	2,5	2,8	5	500	3,0	1,6	0,8	4	3	

M. S.

--- CRONACA TECNICA ---

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

Sull'**acustica dei grandi auditori** riferisce S. K. Wolf nel *J.S.M.P.E.* dell'aprile 1932. In tale questione si incontrano difficoltà che non si possono affrontare coi soliti metodi di calcolo. Le attuali formule per determinare il tempo di riverberazione non possiedono una generalità tale da poter essere applicate ad ambienti di forma o dimensioni molto diverse dalle normali.

Per il grande auditorio del « Madison Square Garden » in New York, ad esempio, il tempo di riverberazione calcolato alla frequenza di 500 Hz era di 35,5 secondi; da una determinazione sperimentale diretta risultò di 7,6 secondi. La distribuzione opportunamente studiata di circa 4400 m^2 di materiale assorbente sulle pareti permise di abbassarlo al valore di 3,5 secondi, mentre si eliminavano così anche altre difficoltà di carattere acustico. *P. G.*

ELETTROACUSTICA.

Un articolo di W. C. Jones e D. T. Bell nel *J. S. M. P. E.* del settembre 1932 parla di un nuovo tipo di microfono introdotto in America sotto il nome di **microfono per il rovescio dell'abito** (*lapel microphone*). Esso è destinato ad appendersi al vestito dell'oratore cosicchè questi ritrovi tutta la libertà di movimenti che gli era tolta dalle necessità della trasmissione con microfoni del solito tipo; se ne prevede una larga diffusione nei teatri, nelle chiese, nelle adunanze, nei banchetti.

La parte vibrante dell'apparecchio possiede una massa ridotta e una rigidità limitata; la sua frequenza di risonanza è piuttosto alta. Per un buon comportamento rispetto a quest'ultima, il sopporto del diaframma è stato studiato in modo da influire favorevolmente sulla resistenza meccanica. Si è fatto ricorso a dispositivi speciali per ridurre al minimo l'effetto dei rumori estranei e le conseguenze dei movimenti del corpo di colui che parla. I vari apparecchi supplementari sono raccolti in una cabina di controllo connessa al microfono da un filo flessibile. *P. G.*

LINEE E CONDUTTURE.

N. F. Sephton descrive, nel *P. O. E. E. J.* del luglio 1932, **pupinizzazione e bilanciamento di un antico cavo telegrafico.** Si tratta del cosidetto « Cavo sotterraneo del nord » (Inghilterra), posato dal 1903 al 1905 fra Preston e Glasgow (circa 3000 km). La formazione di questo cavo, collocato entro un tubo di ghisa di 9,5 cm di diametro, risulta chiaramente dalla fig. 1. Nel 1931 sui gruppi di 4 coppie, che formano la parte centrale del cavo, sono stati eseguiti la pupinizzazione e l'equilibramento delle capacità, allo scopo di adattarli al servizio telefonico a 4 fili con stazioni amplificatrici a Preston, Carlisle e Glasgow.

Data la piccola resistenza dei conduttori (diametro 2 mm) e la loro piccola capacità mutua, l'induttanza aggiunta è solo di 2,8 mH/km e

la distanza fra le bobine Pupin di circa 7,8 km. Ogni cassetta contiene 28 bobine da 22 mH disposte in due gruppi e collegate al cavo mediante uno spezzone con 30 bicoppie di fili da 1,27 mm (due bicoppie sono di scorta). Le cassette, cilindriche, sono posate ad asse orizzontale su una lastra di cemento vicino al cavo e semplicemente sotterrate; gli spezzoni di collegamento sono protetti da un tubo flessibile di acciaio, nel quale vengono infilati al momento della posa, e da un'abbondante spalmatura di bitume.

Ognuno dei 7 gruppi è formato dalla binatura di due bicoppie (formate alla loro volta dalla binatura di due coppie); si è presentato perciò vantaggioso usare le due coppie di ciascuna bicoppia per formare l'andata e il ritorno di uno stesso circuito a 4 fili. In questo modo sono rimasti senza effetto gli sbilanciamenti di capacità fra le due coppie di

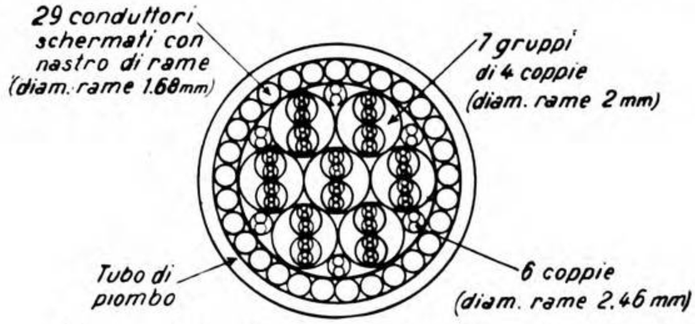


Fig. 1. — Cavo telegrafico sotterraneo Preston-Glasgow, recentemente adattato per servizio telefonico.

ciascuna bicoppia, ed essendo trascurabili gli sbilanciamenti fra coppie di gruppi differenti, è stato sufficiente controllare la diafonia fra coppie nello stesso gruppo, ma non nella stessa bicoppia.

Per limitare il più possibile la manomissione del cavo, ogni sezione di pupinizzazione è stata bilanciata in un punto solo, nel seguente modo. Un giunto del cavo (il più vicino possibile alla metà della sezione) è stato aperto e le 28 coppie si sono numerate, tagliate e, dopo misura degli sbilanciamenti da entrambe le parti, nuovamente giuntate, incrociandole nel modo più conveniente. Gli sbilanciamenti residui sono stati compensati con l'aggiunta di piccoli condensatori o « code » di cavo. Queste consistono in spezzoni lunghi m 1,50 di un cavo sotto piombo da 300 paia di fili da 0,9 mm. La capacità di ogni paio è 45 $\mu\mu$F e per ottenere valori più alti si collegano più paia in parallelo, mentre le rimanenti sono collegate al piombo e servono da schermo alle precedenti. Gli spezzoni, infilati entro tubi flessibili d'acciaio, sono collocati parallelamente al cavo e sotterrati con esso.

Le operazioni di bilanciamento e pupinizzazione furono iniziate da Carlisle, procedendo verso le due estremità della linea. Di mano in mano che un gruppo di tre o quattro sezioni di pupinizzazione consecutive era completo, veniva sottoposto alle solite misure di resistenza, induttanza, capacità, isolamento, diafonia; poi veniva unito alla parte di cavo già finita e da Carlisle si potevano così controllare, col procedere del lavoro, la resistenza d'isolamento, la diafonia e l'impedenza della linea. A operazioni ultimate si fecero poi le misure definitive da tutte e tre le stazioni amplificatrici.

La resistenza del conduttore risultò in media di 10,43 Ω per km di doppino, con differenze medie inferiori al 2 %; la resistenza d'isolamento di 35 000 e 19 000 megaohm per km, rispettivamente per le sezioni Preston-Carlisle e Carlisle-Glasgow, nelle quali le capacità mutue di una coppia sono in media 0,0367 e 0,0324 μF/km. I valori medi della diafonia fra coppie dello stesso gruppo, ma di bicoppie diverse, sono i seguenti: con sorgente e ricevitore alla stessa estremità, attenuazione non minore di 85 decibel; con sorgente e ricevitore ad estremità opposte, attenuazione maggiore di 94 decibel. (Fra coppie della stessa bicoppia la diafonia è, rispettivamente, non minore di 69 e di 82 decibel). La variazione della costante di attenuazione fra 400 e 3000 hertz è di 4,5 decibel e di 3,8 decibel rispettivamente per le sezioni Preston-Carlisle e Carlisle-Glasgow, ognuna delle quali ha un'attenuazione totale di 21 decibel a 800 hertz. La costante di fase è all'incirca proporzionale alla frequenza e varia fra 0,025 e 0,23 radianti per km.

L'impedenza caratteristica è stata misurata su tutte le coppie a entrambe le estremità, alle frequenze di 800, 2400 e 3000 hertz, congiungendo a quella in esame altre coppie, in modo da formare un circuito di grande lunghezza. Su non meno del 20 % delle coppie, l'impedenza è stata misurata di 100 in 100 hertz, da 200 hertz fino alla frequenza di taglio (circa 4000 hertz). Le curve di resistenza e reattanza così ottenute, in funzione della frequenza, hanno andamento regolare per la sezione Carlisle-Glasgow. Per la sezione Carlisle-Preston le curve rilevate da Carlisle mostrano sinuosità sensibili, dovute al fatto che la sezione di pupinizzazione 5-6 è più lunga della 4-5 e della 6-7 rispettivamente del 6,3 % e del 4,8 % della lunghezza di una sezione normale. *F. Ma.*

*

Circa il **cavo telefonico sottomarino fra Ystad e Rönne** riferiscono Ellekilde, Holmgren e Rihl nel fascicolo di *E. F. D.* del gennaio 1932. Il cavo è destinato a collegare l'isola di Bornholm con la madre patria (la Danimarca) e si appoggia sul territorio svedese, formando un prolungamento del cavo Copenaghen-Malmö. E' un cavo in carta e aria pupinizzato, lungo circa 72 km, di cui circa 65,5 subacquei con una profondità massima di 50 m; e permette di usare 10 circuiti di conversazione a 2 fili, essendo composto di 5 quaterne a stella con fili da 1,4 mm di diametro. L'autoinduzione delle bobine Pupin, spaziate di 3868 m, è di 60 mH, la capacità kilometrica media di 0,0365 μF e la resistenza d'isolamento misurata di circa 70 000 megaohm per km. I valori dell'attenuazione effettiva (che per l'intero cavo è minore di 1,3 neper a 800 Hz), della frequenza di taglio (circa 3400 Hz), della diafonia, dell'attenuazione d'eco e di tutte le altre proprietà elettriche sono tali da permettere un soddisfacente collegamento dell'isola di Bornholm con la rete telefonica internazionale. *F. Ma.*

*

A. Vollmeyer dà notizia, nell'*E. F. D.* dell'aprile 1932, del **cavo sottomarino pupinizzato Amrum - Föhr,** posato nell'ottobre 1931 a cura dell'Amministrazione tedesca della « Reichspost » per collegare l'isola di Amrum nel mare del Nord alla vicina isola di Föhr, già connessa alla penisola dello Schleswig-Holstein. Il nuovo cavo, costruito dalla A. E. G.,presenta una lunghezza complessiva di circa 17 km, dei quali 8,3 con 5 bicoppie da 1,2 mm sono disposti sotto il livello del mare; per la pupinizzazione sono state adottate bobine da 100 mH a distanza di 2,8 km con 6 punti di pupinizzazione, dei quali 3 nel tratto sottomarino.

Le caratteristiche elettriche ottenute per il cavo nel suo complesso sono le seguenti:

Resistenza d'isolamento	100 000 M Ω.km
Resistenza per corrente continua a 20° C . . .	31,1 Ω/km
Sbilanciamento massimo di resistenza	0,3 Ω
Attenuazione minima di diafonia	9,9 ÷ 10,1 neper
Frequenza di taglio	3290 Hz
Impedenza caratteristica	1050 Ω
Oscillazione massima di impedenza caratteristica	± 2 %
Costante d'attenuazione	0,257 neper/km.

Le dimensioni del cavo sono le seguenti:

Diametro del cavo	40 mm
Diametro massimo del manicotto di pupinizzazione	112 mm
Peso del cavo	5 kg/m.

La posa del cavo ha presentato speciali difficoltà per la piccola profondità dello strato d'acqua, generalmente non superiore a 2 m; particolari caratteristiche aveva pure la nave posacavi, pressochè priva di chiglia e costruita in modo da poter senza danno restare a secco, a causa della breve durata dell'alta marea. *S. 3.*

MISURE.

Secondo quanto riferisce il *P. O. E. E. J.* del luglio 1932, nel Laboratorio di ricerche del « Post Office » britannico, a Dollis Hill, due ambienti sono stati acusticamente adattati a servire come **sale di dimostrazione dell'efficienza telefonica**, per lo studio e il controllo dei vari fattori che influiscono sulla trasmissione.

Mediante una cassetta di comandi, chiamata « tavola di controllo a chiavi », le due sale possono essere messe in comunicazione telefonica per mezzo di linee, reattive o non reattive, di attenuazione variabile da 0 a 40 decibel e con frequenza di taglio spostabile da 2000 a 4000 hertz, nonchè per mezzo di linee « urbane » di impedenza variabile da 0 a 700 ohm, costituite con vari tipi di cavi. Vari tipi di circuiti e di apparecchi telefonici possono venire inseriti, controllandone gli effetti. Una chiave a manopola introduce determinati valori di rumore, ottenuto con riproduzione grammofonica del brusio più o meno intenso di uffici, cioè da 40 a 75 unità di intensità sonora (intendendo che un suono ha per esempio un'intensità di 50 unità, quando appare egualmente intenso di un suono di 1000 hertz che si trovi a 50 decibel sopra la propria soglia di udibilità). Anche rumori del tipo di quello dovuto alle linee ad alta tensione possono essere introdotti con varia intensità, e così pure un ronzio caratteristico e frequente nei circuiti commerciali, quale è riprodotto facendo strisciare punte metalliche flessibili su un superficie rugosa.

Fra i vari metodi per valutare l'efficienza effettiva della trasmissione, è stato preso in considerazione anche quello proposto ed usato con successo in America, basato sul numero di ripetizioni, dovute a inintelligibilità, necessarie per 100 secondi di conversazione *F. Ma.*

TUBI ELETTRONICI.

Alcuni **perfezionamenti dei tubi a vuoto e dei tubi fotoelettrici per registrazione e riproduzione di suoni** sono esposti da M. J. Kelly nel fascicolo di giugno 1932 del *J. S. M. P. E.* E' descritto un triodo

a riscaldamento indiretto nel cui circuito d'uscita le componenti della corrente dovute all'alimentazione con corrente alternata sono state ridotte a 20 decibel sotto il livello che s'aveva nelle costruzioni precedenti; esso rende possibile l'alimentazione con corrente alternata di amplificatori a caratteristiche pianeggianti con guadagni dell'ordine di 100 decibel. Vengono discussi i disturbi microfonici nei tubi a vuoto, si indica il modo di misurarli e si danno le caratteristiche di un tubo nel quale tali disturbi sono di piccola entità. Sono poi riferite le proprietà di un rettificatore termoionico a doppio anodo in atmosfera di gas, destinato all'alimentazione con corrente continua di dispositivi riproduttori di suono. E si descrive una cella fotoelettrica molto sensibile, adatta per tale riproduzione. *P. G.*

*

Un tipo piccolo di **diodo raddrizzatore a vapore di mercurio con catodo caldo e doppio anodo** è stato creato per l'alimentazione anodica dei grossi amplificatori di classe B, per frequenze acustiche, allo scopo di rendere minime le variazioni di tensione anodica, nonostante le forti variazioni della corrente richieste da questi amplificatori. Caratteristica infatti dei diodi a vapore di mercurio è di presentare una caduta di tensione pressochè indipendente dalla corrente erogata. I dati di funzionamento di questo tubo RCA 82, riportati dal *R. C. A. Radiotron Manual R 10* del 1932, sono i seguenti:

tensione di accensione	2,5 V
corrente di accensione	3,0 A
tensione massima alternata per anodo (efficace)	500 V
massima tensione inversa di cresta	1400 V
erogazione massima in corrente continua	125 mA
corrente massima istantanea per anodo	400 mA
caduta interna di tensione	circa 15 V.

Poichè questi tubi possono danneggiarsi se funzionano col catodo insufficientemente riscaldato, si deve aver cura che la resistenza del circuito di accensione sia piccola, e in particolare sia buono il contatto dei piedini dello zoccolo nel relativo sopporto, dato anche il valore abbastanza alto della corrente di accensione. Non sembra viceversa necessario applicare la tensione anodica alcuni secondi dopo la chiusura del circuito di accensione, come per i raddrizzatori più grossi, forse perchè è piccola l'inerzia termica del filamento in questi tubi.

Il filtro livellatore può avere un'induttanza di entrata oppure un condensatore: in quest'ultimo caso è maggiore la tensione continua ottenuta, a pari valore della tensione alternata fornita dal trasformatore, ma bisogna considerare che il valore istantaneo della corrente per ciascun anodo è notevolmente superiore a quello della corrente continua erogata: circa quattro volte questo, con un condensatore di grande capacità.

Siccome la corrente anodica si stabilisce bruscamente quando la tensione istantanea tra anodo e catodo raggiunge un certo valore critico positivo (intorno a 15 volt), per evitare i disturbi prodotti nei circuiti degli amplificatori per eccitazione ad impulso, è spesso necessario, particolarmente con ricevitori molto sensibili, schermare il tubo e inserire nel circuito di ciascun anodo una bobina di arresto per radiofrequenza, di circa 1 mH, sistemandola dentro lo schermo stesso.

M. B.

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

H. BARKHAUSEN. — *Einführung in die Schwingungslehre*. — S. Hirzel, Leipzig, 1932. — Un volume di 128 pagine, con 118 figure. — Prezzo M. 5 (legato M. 6,50).

Il noto A (direttore dell'Istituto per la tecnica delle correnti deboli nel Politecnico di Dresda) ha pubblicato a parte in questo volumetto il suo contributo al « Handwörterbuch der Naturwissenschaften » sotto forma di introduzione alla scienza delle vibrazioni. Egli si è proposto di offrire al lettore una guida, in forma quanto più è possibile elementare e chiara, per penetrare nell'essenza dei fenomeni vibratori più profondamente di quanto non consentano molti più ampi trattati. Ed ha cercato, considerando insieme le oscillazioni meccaniche e quelle elettriche, di mettere bene in rilievo ciò che è valido per ambedue i casi e di agevolare a vicenda la comprensione di uno dei due ordini di fenomeni mediante l'altro.

La prima parte del libro è dedicata alle vibrazioni sinoidali, al modo di rappresentarle (definizione di ampiezza, frequenza, fase, velocità, accelerazione), alle vibrazioni proprie (azione di forze elastiche e quasi-elastiche; energia legata al sistema oscillatorio; smorzamento e sue varietà), alle vibrazioni forzate sotto l'azione di una forza esterna periodica e quindi ai fenomeni di risonanza, alle oscillazioni elettriche ed alle loro analogie con quelle meccaniche, ed infine alla composizione e sovrapposizione di più fenomeni oscillatori.

Nella seconda parte si tratta dei sistemi suscettibili di entrare in oscillazione, cominciando dalle definizioni relative ai gradi di libertà; si espone il caso di due gradi di libertà nei sistemi accoppiati, meccanici od elettrici, e quello di un numero infinito di gradi di libertà, comprendendovi la teoria delle onde migranti. Tra le oscillazioni meccaniche sono studiate quelle delle aste, dei tubi, dei diapason, delle lamine, delle campane, delle onde alla superficie di un liquido, e di quelle sonore in un ambiente. Tra le oscillazioni elettriche sono considerate quelle di un conduttore filiforme e rettilineo, di una linea bifilare, di un solenoide, di un dipolo. Per le une e per le altre vengono date indicazioni quantitative sulle frequenze ottenibili in pratica.

Nella terza ed ultima parte si descrivono i principali modi di produrre le oscillazioni, così meccaniche, come elettriche e così smorzate, come persistenti, considerando separatamente nel caso di queste ultime l'eccitazione mediante una sollecitazione di natura periodica, ovvero mediante una sollecitazione aperiodica.

Chiude il volume un indice alfabetico per materie.

L'esposizione è semplice, chiara e ben ordinata, le figure sono nitide ed efficaci e l'edizione è presentata con gran cura.

Il libretto può veramente riuscire di aiuto a chi voglia prepararsi a studiare e a trattare i problemi di elettrotecnica, di tecnica delle comunicazioni e di elettroacustica con quei metodi moderni, che si dimostrano ogni giorno più utili e fecondi e vengono perciò giustamente sempre più adoperati. *Di.*

*

U. BORDONI. — *Fisica tecnica.* Volume I. — N. Zanichelli, Bologna, 1932. — Un volume di 702 pagine, con 247 figure e 30 tabelle. — Prezzo L. 75 (legato L. 90).

Il primo volume dell'opera del prof. Bordoni, testè uscito in elegante veste tipografica, è suddiviso in tre parti, nelle quali sono trattati i seguenti argomenti:

Parte I. — L'energia raggiante. - Le proprietà dell'occhio. Fotometria. - Fondamenti di tecnica della illuminazione. - Misura della temperatura.

Parte II. — Trasmissione del calore.

Parte III. — Generalità intorno ai fondamenti della termodinamica. - Primo principio della termodinamica. - Secondo principio della termodinamica. - Cenni sul terzo principio della termodinamica. - Metodi generali per l'applicazione dei principii fondamentali della termodinamica. - Cambiamenti di stato. - Gas ideali, gas reali, vapori surriscaldati. - Miscugli liquido-vapore. - Produzione industriale del calore. Apparecchi di combustione. - Cenni sopra alcune applicazioni industriali del calore: riscaldamento, concentrazione, distillazione, essiccazione.

La chiara fama dell'A nel campo scientifico ed in quello dell'insegnamento, che trova in questo libro nuove ragioni di conferma, ci dispensa da quelle parole di presentazione e di particolareggiato commento che l'importanza dell'opera richiederebbe. È con vivo compiacimento che vediamo in modo così degno colmato un vuoto, di cui già da tempo si lamentava la esistenza nella letteratura tecnica italiana.

La trattazione degli argomenti presuppone nel lettore la cultura scientifica che posseggono gli allievi al loro ingresso nelle nostre scuole di ingegneria; l'aggiornamento, la organicità e la chiarezza della esposizione, nonchè la copia di dati numerici e concreti, rendono peraltro vivamente consigliabile questo libro anche a tutti i tecnici che, abbandonata da qualche tempo la scuola, desiderino aggiornare le loro cognizioni, risalendo a quei confini tra la scienza pura e le applicazioni tecniche, a muoversi nei cui sentieri una guida maestra è particolarmente indicata.

Noi ci auguriamo, e lo auguriamo alla tecnica italiana, che abbia in breve tempo a far sèguito al presente il secondo volume dell'opera, tanto più che sappiamo di potervi prevedere la trattazione di importanti questioni di acustica applicata, le quali interessano in modo molto diretto il nostro campo di studi. Con tale contributo il prof. Bordoni aggiungerà, alle molteplici che già possiede, una nuova e non piccola benemerenza.

*

G. B. ANGELETTI. — *L'alimentazione dei moderni radioricevitori e amplificatori* - 2ª edizione completamente rifatta. — A. Milesi, Milano, 1933. — Un volume di 132 pagine, con 175 figure. — Prezzo L. 10.

Pubblicazioni, come questa dell'Angeletti, di carattere essenzialmente pratico e divulgativo, ma con una trattazione specializzata di particolari argomenti di radiotecnica, sono apparse spesso desiderabili; soprattutto nella speranza che la specializzazione elevasse progressivamente il livello di questa letteratura di volgarizzazione.

Non si può dire, pur troppo, che il presente lavoro soddisfi ap-

pieno tali speranze, specie in fatto di chiarezza e precisione di linguaggio. A pag. 13, ad esempio, si spiega la rettificazione dicendo che « la corrente alternata subisce delle contrazioni nel sistema rettificatore »; si parla (pag. 21) di una « corrente continua di 200 Volta »; nè sono in alcun modo rispettate le convenzioni riguardanti l'uso dei simboli e delle notazioni, specie per le unità di misura.

Ciò non di meno l'argomento degli « alimentatori », di particolare interesse attuale, è esposto con notevole ed evidente competenza pratica, ed anche, se si tien conto del carattere della trattazione, in forma completa. Vi sono capitoli interessanti come quello sul dimensionamento per via grafica dei trasformatori per alimentazione. V'è una appendice sulle misure radiotecniche e utili tabelle sulle valvole raddrizzatrici, sulla permeabilità differenziale e via dicendo.

Le figure, benchè senza numerazione ordinata e un po' raccogliticce, sono chiare e spesso efficaci. Ma la veste tipografica, nel suo complesso, lascia alquanto a desiderare. Ed era poi proprio necessario intercalare nel testo annunci pubblicitari? *A. Fe.*

*

S. Treves. — *Corso di telefonia.* Parte II: *Linee e reti.* Volume I. — Società Tipografico-Editrice Nazionale, Torino, 1933. — Un volume di 556 pagine, con 230 figure, 9 tavole e 50 tabelle. — Prezzo L. 60.

Con questo volume l'A continua la pubblicazione della sua opera, già iniziata nel 1931 con la parte I: *L'apparecchio telefonico.*

Nel libro si espone anzitutto la teoria generale dei circuiti telefonici e vengono trattate le leggi della propagazione, i fenomeni ad essa inerenti, il calcolo e la composizione dei filtri (capitolo I); si applica tale teoria ai circuiti per trasmissione a grande distanza, e si studiano le linee con induttanza artificiale, la krarupizzazione e la pupinizzazione (capitolo II). Vengono poi esaminati le linee aeree (capitolo III) ed i cavi telefonici (capitolo IV); delle prime si analizzano le perturbazioni e si riportano notizie sui materiali, sullo studio meccanico e sulla esecuzione pratica; dei secondi si accenna la fabbricazione e si trattano i fenomeni di diafonia, gli squilibri, le norme per la posa. Ci si sofferma infine sulle reti urbane (capitolo V), delle quali vengono riferite le caratteristiche generali e descritti gli elementi costitutivi; lo svolgimento della parte pratica d'esecuzione dei lavori è accompagnato da alcuni cenni sul progetto delle reti e sui costi d'impianto.

Nel volume i singoli argomenti sono illustrati da materiale documentario largamente raccolto; non vi mancano grafici e tabelle utili ed interessanti, e vi s'incontrano descrizioni e riproduzioni numerose di apparecchi e di organi, di elementi e di episodi di installazione. Taluno dei lettori potrà forse trovare che l'abbondanza di questi particolari, e nelle illustrazioni e nel testo, non sia pienamente giustificata dalla loro importanza relativa nelle proporzioni d'insieme e nuoccia in qualche modo al quadro della trattazione; questa, specie in un libro di testo, si avvantaggia indubbiamente dall'essere più stringata, purchè non giunga, ben inteso, all'insufficienza od alla oscurità. Ma certo l'esame di molti fra i detti particolari può riuscire interessante per il lettore; e non si riduce per tale motivo il compiacimento di disporre, anche in Italia, di un'opera che tratti sistematicamente questo interessantissimo ramo dell'elettrotecnica, ormai così vasto da dar quasi luogo ad una disciplina a sè stante.

Il programma dell'opera contempla ancora un secondo volume della medesima seconda parte (*Linee e reti*), dedicato agli amplificatori, alle applicazioni speciali ed alle misure telefoniche, ed infine una parte III: *Centrali*. Ci auguriamo che anche tali pubblicazioni abbiano a veder presto la luce, per completare, a vantaggio degli studiosi italiani, una mèsse abbondante e bene ordinata di utili cognizioni. *Re.*

✻

A. W. LADNER a. C. R. STONER. — *Short Wave Wireless Communication.* — Chapman a. Hall, London, 1932. — Un volume di 348 pagine, con 201 figure, legato in tela. — Prezzo 15 scellini.

Varie caratteristiche di quest'opera ci sembrano molto lodevoli: anzitutto quella, che si direbbe peculiare di molti autori inglesi, di saper trattare argomenti anche difficili in una forma piana e semplice, che invoglia alla lettura e presenta con grande chiarezza gli elementi essenziali del problema. Per di più l'esposizione della materia è fatta in modo da essere utile, tanto a chi abbia una vasta conoscenza del campo affine delle onde lunghe e medie, quanto a chi cominci con le onde corte lo studio delle radiocomunicazioni. Questo risultato è raggiunto coll'esporre prima le proprietà comuni alle onde lunghe e alle corte e col precisare poi subito le differenze nei riguardi di queste ultime.

Dopo un'introduzione, ove si mettono in rilievo l'essenza e le caratteristiche di qualunque sistema di comunicazioni, sono trattate le nozioni generali di distorsione, selettività, livello di suono, guadagno e perdita nella trasmissione, ed è esposta rapidamente la storia dello sviluppo delle onde corte dai primi esperimenti di Hertz a quelli recenti di Marconi. Un ulteriore capitolo, anch'esso di natura introduttiva, tratta in generale delle onde elettromagnetiche ed espone i concetti di elettrotecnica necessari per tale studio.

Dopo di ciò si entra nel vivo dell'argomento, svolgendo interessanti considerazioni sulla propagazione delle radioonde, sull'influenza della conducibilità della terra, sui fenomeni, ancora poco noti, delle varie forme di attenuazione periodica (*fading*), sull'influenza dell'atmosfera e della luce solare e sugli echi. Segue lo studio della modulazione e l'esame delle varie questioni relative all'onda portante ed alle sue bande laterali, alla soppressione di taluna di queste componenti e alla ricostituzione dell'onda modulata nella stazione di arrivo. Si passa poi allo studio dei circuiti generatori, sia autooscillanti, sia comandati da quarzi o da elettrodiapason.

Un altro capitolo molto interessante per le relazioni che presenta con argomenti sia di elettrotecnica generale, sia di teoria delle onde lunghe, è quello dei circuiti che portano l'energia dall'oscillatore al sistema irradiante, i così detti *feeders*. Ad esso si collega poi lo studio delle antenne per onde corte, che costituiscono un sistema assai più delicato dell'analogo per impianti ad onde lunghe, ma offrono preziose possibilità, specie per la loro azione direttiva, sia nella trasmissione, sia nella ricezione.

Gli ultimi capitoli del libro trattano della costruzione industriale di trasmettitori e di ricevitori per onde corte; ne danno schemi e fotografie, e ne spiegano il funzionamento. Si accenna infine alle comunicazioni con onde ultracorte (inferiori agli 8 metri), agli oscillatori a microonde tipo Barkhausen-Kurz e Mathieu e a quelli basati sul magnetron.

In fondo al volume sono raccolte come appendici alcune tratta-

zioni matematiche, cui segue un indice analitico, ordinato alfabeticamente, che permette la rapida ricerca degli argomenti; mentre ricche indicazioni bibliografiche, alla fine di ogni capitolo, riescono assai utili a chi desideri approfondire la conoscenza di determinate questioni.

Il libro si presenta in veste tipografica eccellente ed è abbellito da nitidi schemi e da belle fotografie fuori testo. *P. G.*

*

Cine Radio. Rivista tecnica mensile. — Anno I, numero 1, 15 aprile 1933. — Milano (125), piazza Wagner, 8. — Un fascicolo di 32 pagine, con figure e tabelle. — Prezzo L. 2 (abbonamento annuo L. 10).

I recentissimi sviluppi della televisione e della cinematografia sonora, creando e risolvendo una serie di problemi relativi alla trasformazione reciproca della luce, del suono e delle vibrazioni elettriche, hanno dato luogo ad un nuovo ramo della tecnica, in rapido e continuo sviluppo, a cui contribuiscono egualmente l'ottica, l'acustica e la radiotecnica. Il tenere al corrente il pubblico dei progressi e delle novità in tale campo, in cui anche l'industria nazionale si sta autorevolmente affermando, è lo scopo che si propone la nuova rivista, il cui primo numero si fa notare, sia per la buona presentazione tipografica, sia per la varietà degli argomenti trattati. Nelle 18 pagine di testo troviamo infatti un articolo sull'acustica degli edifici, uno sulle fotocelle moderne ad alto rendimento, uno sugli amplificatori per cinematografia sonora ed infine la presentazione di un radioricevitore a dieci valvole. Gli articoli hanno carattere prevalentemente tecnico e si rivolgono a lettori già versati in argomento; essi tuttavia promettono un ulteriore sviluppo di parecchi temi, in questo primo fascicolo appena accennati. Ci auguriamo che nei prossimi numeri possano trovare posto trattazioni più complete e ben inquadrate, cosicchè la rivista possa sempre meglio contribuire alla coltura di coloro che intendono occuparsi di un campo ricco di tante promesse e di così sicuro avvenire. *D. Ga.*

-- -- -- BREVETTI -- -- --

Perfezionamento ai cavi per comunicazioni a lunga distanza.

Brevetto italiano n. 297293 (Standard Elettrica Italiana, Milano). - Patente dal 19-7-1931. - Pubblicato il 9-6-1932. - Diritto di priorità dal 20-7-1929. (S. U. A., H. Nyquist).

Nei cavi per la trasmissione telefonica a grande distanza i conduttori sono generalmente distinti in due parti, ciascuna delle quali adempie all'ufficio della trasmissione in un dato verso. Ad eliminare influenze reciproche, secondo il ritrovato, si separano del tutto i due gruppi: il primo gruppo forma un fascio cilindrico interno, il secondo un fascio tubolare cilindrico esterno concentrico al primo; inoltre i due strati vengono separati da uno schermo, costituito da un nastro metallico piatto avvolto ad elica intorno al gruppo interno di conduttori. Lo studio teorico del quesito permette di definire, quale deve essere la forma e la qualità dello schermo per conseguire la massima efficacia. Anzitutto si propone l'impiego di ferro dolce, oppure di altro materiale metallico, eventualmente rivestito in rame, in modo che complessivamente sia il prodotto, sia il rapporto tra la permeabilità magnetica e la conduttività elettrica risultino essenzialmente diversi dai corrispondenti valori relativi ai fasci di conduttori. Secondariamente il nastro deve essere assai largo, ed avvolto ad elica con passo tale da ricoprirsi più volte in ogni sezione del cavo. Sostanzialmente la fasciatura costituisce uno schermo cilindrico laminato secondo la direzione radiale. *M. S.*

Dispositivo di neutralizzazione.

Brevetto italiano n. 297500 (C. Lorenz A. G., Berlino). - Patente dal 18-3-1931. - Pubblicato il 14-6-1932. - Diritto di priorità dal 28-4-1930 (Germania).

I noti dispositivi di neutralizzazione di uno stadio amplificatore simmetrico (*push-pull*) mediante condensatori variabili colleganti l'anodo di un tubo elettronico alla griglia dell'altro tubo, presentano talvolta notevoli difficoltà di attuazione pratica. I condensatori di neutralizzazione richiedono come dielettrico l'aria, affinchè la capacità non vari praticamente durante l'esercizio; lo spessore del dielettrico riesce notevole per evitare il pericolo di scariche dovute alla elevata differenza di potenziale, sia continua, sia alternata, cui le armature sono soggette. Di conseguenza le armature devono essere notevolmente estese e quindi le dimensioni di ogni condensatore risultano grandi; ciò importa difficoltà di regolazione e spesso una troppo grande capacità del circuito rispetto alla massa.

Il ritrovato in esame elimina l'inconveniente coll'impiego del circuito rappresentato nella fig. 1. I normali condensatori di neutrodina sono qui rimpiazzati ciascuno da due condensatori in serie,

di cui uno fisso ($F_1 F_2$) e l'altro variabile ($C_1 C_2$). I punti intermedi delle due serie di condensatori sono collegati a ponte, attraverso resistenze ($R_1 R_2$), col punto 3, direttamente connesso alla piastra mobile del condensatore C del circuito oscillante anodico ed al centro dell'induttanza anodica L, e quindi anche al polo positivo della sorgente di alimentazione anodica. Siccome le resistenza $R_1 R_2$ non sono percorse da corrente continua, i condensatori variabili di neutralizza-

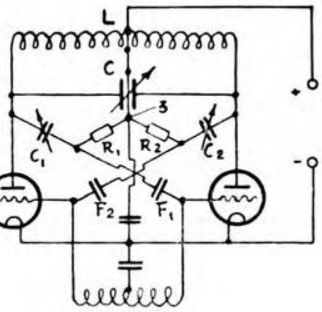


Fig. 1.

zione $C_1 C_2$ non sono soggetti ad alcuna differenza di potenziale continua, a prescindere dalla caduta nell'induttanza anodica L. Inoltre la tensione alternata agente sui condensatori variabili $C_1 C_2$ è ridotta per effetto della presenza degli altri condensatori fissi $F_1 F_2$ in serie coi primi. Perciò i condensatori variabili di neutralizzazione possono avere uno spessore molto ridotto di dielettrico, e quindi una superficie assai piccola. I condensatori fissi $F_1 F_2$ possono utilmente essere costituiti a dielettrico in mica, così da avere anch'essi dimensioni molto ridotte. *M. S.*

Sistema per individuare la direzione di provenienza di suoni.

Brevetto italiano n. 297881 (Submarine Signal Co., Boston). - Patente dal 17-4-1931. - Pubblicato il 22-6-1932. - Diritto di priorità dal 30-4-1930 (Germania, Atlaswerke A. G.).

Si impiegano normalmente due metodi per individuare la direzione dei suoni: quello a massima e quello biauricolare. Supposto di usare allo scopo un gruppo di ricevitori elettroacustici disposti linearmente, l'inclinazione del fronte d'onda che incide sui ricevitori genera una differenza di fase nelle oscillazioni di ciascun ricevitore. Nel metodo a massima si compensa la differenza di fase regolando le linee elettriche di ritardo inserite nel circuito di ciascun ricevitore, fino ad ottenere la massima intensità al telefono. Nel metodo biauricolare, i ricevitori sono suddivisi in due gruppi, ciascuno facente capo ad un telefono, e si compensano le fasi risultanti di ciascun gruppo fino ad ottenere l'intensità uguale e la simultaneità ai due telefoni. Ambedue i metodi presentano pregi ed inconvenienti: quello a massima non permette di separare bene eventuali contemporanee ricezioni, che provengano dalle direzioni contenute nel cono principale di direttività del sistema; quello biauricolare per contrapposto presenta un grado di approssimazione meno elevato del primo.

A migliorare le misure, si propone, secondo il ritrovato, di accentuare di molto la direttività del sistema a massima introducendo nel circuito opportuni filtri, i quali sopprimano le frequenze basse lasciando passare soltanto le alte. Queste rappresentano bensì soltanto una parte dell'energia totale che colpisce i ricevitori, ma consentono maggiore sensibilità e precisione. Per ricercare e individuare inizialmente il suono, il filtro verrà temporaneamente escluso dal circuito. Poichè l'aumentata acutezza della direttività del sistema è accompagnata dalla presenza di lobi di direttività secondaria, ad evitare incertezze si rende possibile al circuito, mediante opportuni commutatori, di funzionare anche secondo il metodo biauricolare: in tale posizione sarà anche più facile separare eventuali altre ricezioni, a tonalità differenti, che provengano da direzioni poco diverse.

M. S.

Microfono a carbone.

Brevetto italiano n. 297962 (Marconi W. T. Co., Londra). - Patente dal 15-4-1931. - Pubblicato il 24-6-1932.

Per ottenere un microfono avente ottime qualità di riproduzione fonica, si propone, secondo il ritrovato, l'impiego di uno strato molto largo e sottile di polvere di carbone, dello spessore di non più che 2 mm. La lamina microfonica deve di conseguenza aderire alla pol-

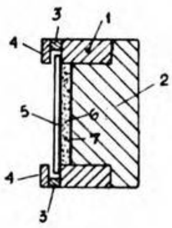


Fig. 1.

vere di carbone in tutti i suoi punti, senza che si formino tasche di aria. A tale scopo è necessario che la lamina sia libera, non sottoposta a tensione, e sia formata di materiale opportunamente rigido ed elastico. Il ritrovato è ad esempio attuato nel dispositivo rappresentato nella fig. 1. Lo strato di polvere di carbone 6 è compreso

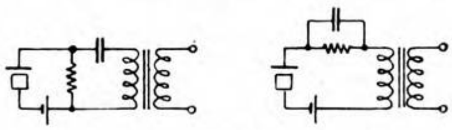


Fig. 2.

tra il tappo 2 metallico, a superficie 7 polita e dorata, e la lamina 5 avente la superficie interna rivestita con foglia d'oro. La lamina è costituita da un foglio di mica, oppure da un foglio di carta verniciata, per conferirle la dovuta rigidità. La lamina è trattenuta nel vano circolare cavo, formato dal cilindro isolante 1 e dagli anelli 3

e 4. Lo spessore del disco 3 è leggermente superiore a quello della lamina, la quale viene fissata semplicemente con mastice a tenuta impermeabile.

Il microfono si presta ad essere usato coi particolari circuiti rappresentati nella fig. 2. *M. S.*

Antenne ad elica.

Brevetto italiano n. 298509 (Société Française Radioélectrique, Parigi). - Patente dal 29-4-1931. - Pubblicato l'8-7-1932. - Diritto di priorità dal 6-5-1930 (Francia).

E' ammesso che a produrre il fenomeno di evanescenza (*fading*) nella ricezione delle onde corte contribuiscano largamente continui spostamenti rotatori del piano di polarizzazione delle onde, le quali, colpendo un'antenna a filo rettilineo, suscitano in esso una f. e. m., la cui ampiezza varia in funzione della giacitura del piano medesimo.

Il Chireix, autore del presente brevetto, presenta un'antenna composta, in cui tale effetto è senz'altro eliminato. L'elemento fondamentale dell'antenna consta di un filo *A B C D E* (fig. 1) piegato così da formare un quadrato, i cui lati siano lunghi mezza lunghezza d'onda. Siano ad esempio verticali i tratti *A B* e *C D*, ed orizzontali i tratti *B C* e *D E*; l'onda, il cui raggio di propagazione sia perpendicolare al piano *A B C D E*, sia polarizzata in un piano formante l'angolo φ

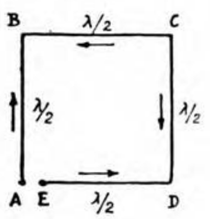


Fig. 1.

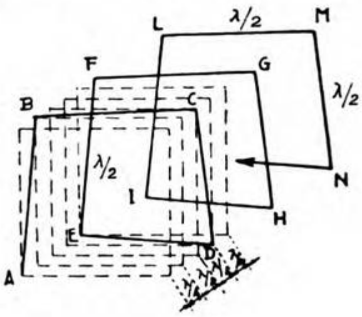


Fig. 2.

col piano verticale contenente il raggio. In tali condizioni la f. e. m. indotta nei tratti *A B* e *C D* ha la forma $\pm A \cos\varphi \cdot \cos\omega t$, mentre quella indotta in *B C* e *D E* vale $\pm A \operatorname{sen}\varphi \cdot \operatorname{sen}\omega t$.

La f. e. m. complessiva indotta nei tratti *A B C* e *C D E* risulta:

$$\pm [A \cos\varphi \cdot \cos\omega t + A \operatorname{sen}\varphi \cdot \operatorname{sen}\omega t] = \pm A \cos(\omega t - \varphi);$$

l'ampiezza è quindi indipendente dall'angolo φ.

A rendere più efficace l'antenna, ed a conferirle nel contempo proprietà direttive, basterà inserire in serie più elementi uguali, successivamente disposti alla distanza reciproca di una lunghezza d'onda. Si viene così a costituire l'antenna ad elica rappresentata in fig. 2, in cui ogni singolo tratto, lungo mezza onda, è inclinato nel verso della propagazione così da far avanzare la spirale di un quarto d'onda.

E' evidente che la forma quadrata della spirale non è affatto normativa: essa può anche essere comunque poligonale, o anche circo-

lare, purchè ogni spira contenga complessivamente due lunghezze d'onda, mentre il passo della spirale vale una lunghezza d'onda.

Le antenne in esame possono naturalmente adempiere sia all'ufficio di captazione delle onde, sia a quello di irradiazione.

L'alimentazione dell'antenna va preferibilmente disposta nel centro della spirale *A B... N...* *M. S.*

Perfezionamenti ai ricevitori di radiodiffusione.

Brevetto italiano n. 300642 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 4-7-1931. - Pubblicato il 14-9-1932. - Diritto di priorità dal 7-7-1930 (S. U. A., A. F. van Dyck e A. N. Goldsmith).

Com'è noto, i più recenti ricevitori di radiofonia circolare sono muniti di regolatore di sensibilità (*antifading*), atto a variare il grado di amplificazione in funzione dell'ampiezza dell'onda portante ricevuta, così da ottenere in definitiva una compensazione degli effetti di evanescenza. Tale sistema presenta un notevole inconveniente: quando l'apparecchio è accordato su una qualsiasi lunghezza d'onda, in corrispondenza della quale vi sia assenza di trasmissione, oppure l'onda in arrivo sia troppo debole per determinare una ricezione utile, l'apparecchio ricevente viene automaticamente portato alla sensibilità massima, e tutti i disturbi esterni di vario genere acquistano un livello finale, talvolta addirittura insopportabile.

Il ritrovato elimina tale inconveniente sfruttando la seguente constatazione: le variazioni di sensibilità imposte dal regolatore, provocano variazioni di intensità delle correnti continue medie anodiche degli stadi amplificatori controllati. Sarà dunque facile impiegare quelle stesse variazioni di corrente continua, per far agire un soccorritore ritardato a tempo di qualsiasi tipo, e provocare con esso una diminuzione o un annullamento della resa di uno qualsiasi degli stadi non controllati dal regolatore di volume e susseguenti a quello che determina il suo funzionamento. *M. S.*

Sistema di manipolazione di trasmettitori a tubi elettronici.

Brevetto italiano n. 299836 (Marconi W. T. Co., Londra). - Patente dal 23-2-1931. - Pubblicato il 18-8-1932. - Diritto di priorità dal 20-3-1930 (Gran Bretagna, F. C. Lunnon e Marconi Co.).

Il brevetto riguarda un sistema di manipolazione per assorbimento applicato ai trasmettitori radiotelegrafici, il cui pregio sta nella massima semplicità e nell'economia di un certo numero di stadi. Invero, secondo il ritrovato, l'assorbimento di energia, atto a bloccare la trasmissione durante le pause di manipolazione, è effettuato da quei medesimi stadi del trasmettitore, i quali, durante la segnalazione, adempiono alla funzione utile di amplificazione.

Tale concetto è chiaramente espresso nello schema rappresentato ad esempio in fig. 1: il trasmettitore consta di un oscillatore pilota O e di una cascata di successivi amplificatori neutralizzati A_1, A_2, A_3. I vari circuiti di griglia ricevono il potenziale di polarizzazione dal potenziometro P. Le resistenze inserite sui circuiti di alimentazione anodica abbassano la tensione di anodo al giusto valore. A manipolatore K abbassato, il circuito è regolato per produrre ed amplificare le oscillazioni di alta frequenza. Quando il manipolatore K si alza, la corrente anodica è costretta a fluire attraverso la resistenza del potenziometro P determinando sui vari stadi un abbassamento di tensione

di polarizzazione di griglia, la cui entità dipende dalle posizioni dei contatti sul potenziometro *P*. Queste si possono dunque regolare in modo che, a manipolatore alzato, lo stadio oscillatore, oppure uno degli stadi amplificatori, sia posto fuori funzionamento, mentre gli stadi

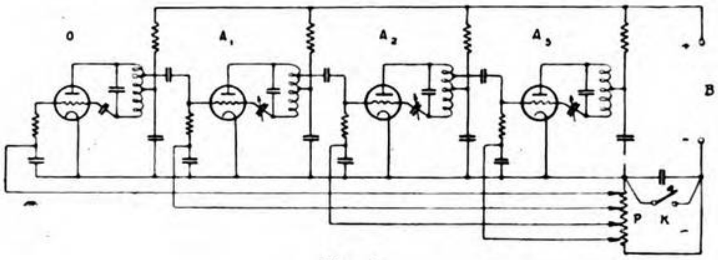


Fig. 1.

successivi continuano, sia pur in misura ridotta, ad assorbire potenza dalla sorgente *B* di alimentazione anodica. Sono così eliminati gli squilibri di alimentazione, che influiscono tanto dannosamente, com'è noto, sui fenomeni transitori in gioco, specie all'apertura del manipolatore. *M. S.*

Tubo elettronico per produzione di onde ultracorte.

Brevetto italiano n. 299989 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 24-8-1931. - Pubblicato il 24-8-1932. - Diritto di priorità dal 27-8-1930 (S. U. A., C. W. Rice).

Il dispositivo concerne l'attuazione di uno speciale tubo elettronico per produrre oscillazioni di altissima frequenza, nel quale viene sfruttato il noto schema del dinatron ideato dal Hull.

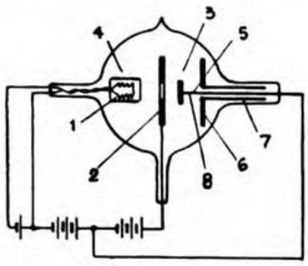


Fig. 1.

Il tubo (fig. 1) porta tre elettrodi: un catodo 1, un « anodo intermedio » 2, foggiato a disco forato al centro, ed una placca (anodo secondario) 3 a disco pieno, affacciato al precedente. Gli elettroni emessi dal catodo, e concentrati in virtù del cilindretto 4 che lo contorna, vengono attratti dall'anodo intermedio e proiettati, attraverso il foro dell'anodo, sulla placca, portata preventivamente ad una tensione positiva meno elevata di quella applicata all'anodo intermedio. Il bombardamento elettronico sulla placca determina un'emissione

secondaria capace di mantenere in oscillazione un circuito oscillante inserito in serie nel circuito di placca. Tale circuito è, secondo il ritrovato, addirittura incluso nel tubo elettronico: l'induttanza è quella dell'asta di connessione 5 tra la placca ed il morsetto esterno, la capacità è quella formata dal disco di placca 3 e da un altro disco 6 solidale con un cilindro 7 disposto intorno alla connessione sopradetta 5, la quale, nella sua parte libera 8, funziona senz'altro da sistema irradiante. Le onde prodotte hanno lunghezze dell'ordine di centimetri.

M. S.

Sistema radiogoniometrico.

Brevetto italiano n. 300422 (Telefunken Ges. für drahtlose Telegraphie m. b. H., e Werner Ludenia, Berlino). - Patente dal 14-3-1931. - Pubblicato l'8-9-1932. - Diritto di priorità dal 29-3-1930 (Germania).

Per ottenere una grande precisione nei rilievi di direzione venne da tempo proposto l'impiego di radiofari a due oscillatori, emettenti irradiazioni a cono, le cui direzioni principali I e II (fig. 1) comprendano un angolo α. Supposto che i due trasmettitori abbiano uguale potenza e trasmettano, in modo complementare rispetto al tempo, l'uno il segnale Morse *a* (· —), l'altro il segnale *n* (— ·), solamente il ricevitore collocato lungo la direzione *O X*, bisettrice dell'angolo α, può ricevere una linea continua.

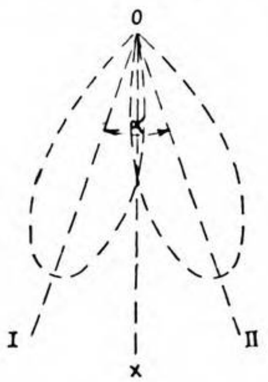


Fig. 1.

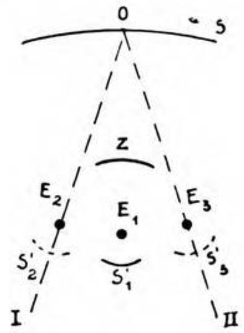


Fig. 2.

Poichè è praticamente impossibile ottenere, che due trasmettitori irradino identica potenza, si propone secondo il ritrovato, di impiegare un solo trasmettitore *E* (fig. 2), che irradi un cono di energia oscillatoria in virtù di uno specchio principale riflettente *S* (ed eventualmente di un secondo specchio supplementare *S'*, che concentri verso lo specchio principale l'energia emessa da *E*). Basterà allora mantenere in oscillazione meccanica il trasmettitore *E* (ciò che è facile, se si tratta di oscillatori ad onde cortissime), tra le posizioni estreme E_2 ed E_3, sopprimendo mediante lo schermo *Z* l'irradiamento di *E* nelle posizioni intermedie della sua traiettoria. Occorrerà inoltre far sì, che l'oscillatore indugi alternativamente più a lungo in una posizione estrema (emissione di una linea) che non nell'altra (emissione di un punto).

M. S.

Ricezione di onde modulate in frequenza.

Brevetto italiano n. 300942 (Edwin Howard Armstrong, New York). - Patente dal 28-7-1931. - Pubblicato il 22-9-1932. - Diritto di priorità dal 30-7-1930 (S. U. A.).

Il ritrovato in esame concerne un perfezionamento di un già noto sistema, elaborato dall'A (1), per la ricezione di onde modulate in frequenza.

Riferendoci al caso di segnali radiotelegrafici, si ricevono inizialmente, con un dispositivo del tutto normale, le due onde a radiofrequenza, distanti ad esempio di 50 hertz, di cui una di segnala-

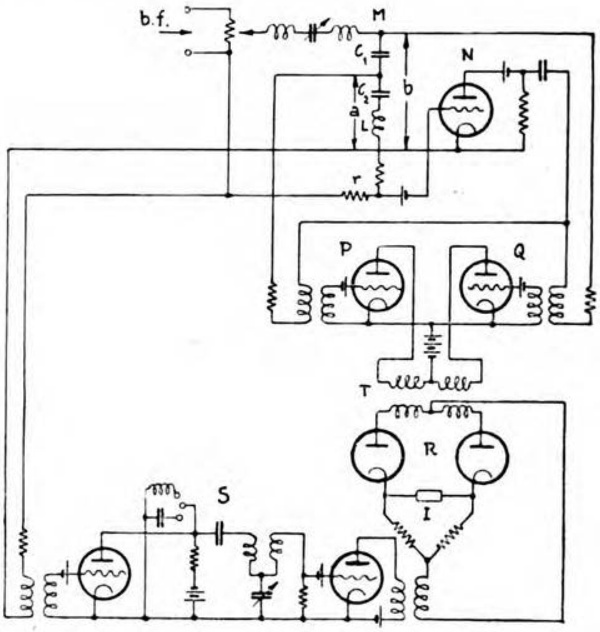


Fig. 1.

zione, l'altra di indicazione. Le basse frequenze ottenute (ad esempio 1200 e 1250 hertz) entrano allora nel circuito selettore M (fig. 1), il cui ufficio è quello di trasformare le variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza. Più precisamente le capacità C_1 e C_2 e l'induttanza L sono regolate così che per la prima frequenza (1200) la tensione in a è nulla e in b è presente una pura reattanza capacitiva, mentre per la seconda frequenza (1250) la tensione in b è nulla ed in a è presente una pura reattanza induttiva. Il selettore M è prov-

(1) Brevetto italiano n. 269047. - Patente dal 16-5-1928. - Pubblicato il 7-11-1929. - Diritto di priorità dal 18-5-1927 (S. U. A.).

visto del compensatore *N*, il quale adempie all'ufficio di neutralizzare l'effetto delle cadute ohmiche della catena $C_1 C_2 L$ del selettore. Nel circuito selettore circolano dunque alternativamente due correnti, una in anticipo di 90°, l'altra in ritardo di 90° rispetto alla tensione agente sulla catena $C_1 C_2 L$ del selettore, e tali correnti mettono alternativamente in funzionamento gli amplificatori *P* e *Q*. Le correnti amplificate a loro volta agiscono sul rettificatore *R* a circuito bilanciato simmetrico, determinando la registrazione dei segnali nell'istrumento indicatore *I* disposto nel ponte catodico del rettificatore *R*.

E' ovvio che, se la frequenza in arrivo non è esattamente quella di indicazione o di segnalazione, gli amplificatori *P* e *Q* funzionano contemporaneamente, fornendo correnti opposte di fase e di ampiezza diversa.

A migliorare il sistema, cioè ad aumentare le azioni di segnalazione e di indicazione nel rettificatore *R*, e contemporaneamente a neutralizzare maggiormente gli effetti dovuti all'arrivo di una frequenza, che non sia una delle due prescelte (ciò che può accadere per effetto di interferenze, disturbi, ecc.), si fa agire sul rettificatore una supplementare azione *simmetrica* a bassa frequenza, derivando dal circuito del selettore un circuito supplettivo di amplificazione *S*. Affinchè l'azione supplementare (o azione «di eterodina», così denominata dall'A) abbia efficacia, occorre che la sua fase sia, sul circuito di rettificazione, in coincidenza od in opposizione con quella della f. e. m. indotta, attraverso i trasformatori *T*, dagli amplificatori *P* e *Q*. E siccome l'amplificatore sussidiario *S* è alimentato ai capi della resistenza ohmica *r*, e quindi la f. e. m. inizialmente agente su *S* è in fase con la corrente del circuito selettore, occorre che le correnti in *S* subiscano uno spostamento di fase di 90°; ciò che è ottenuto, a valle del primo stadio di *S*, mediante un circuito speciale opportunamente provvisto di elementi capacitivi ed induttivi. Le altre resistenze inserite nel circuito selettore *M* servono ad evitare l'autoinnescamento di bassa frequenza, mentre le altre resistenze inserite nel circuito amplificatore secondario *S* servono a controbilanciare l'effetto di modificazione di fase introdotto dalle prime. L'amplificatore *S* è praticamente aperiodico e può essere anche commisurato così da compiere una funzione di vero e proprio limitatore.

Il brevetto contempla anche la possibilità di una ricezione di carattere telefonico (cioè a variazioni continue, anzichè discontinue di frequenza), mediante un circuito del tutto analogo e basato sugli stessi principii di funzionamento. *M. S.*

NUOVI APPARECCHI

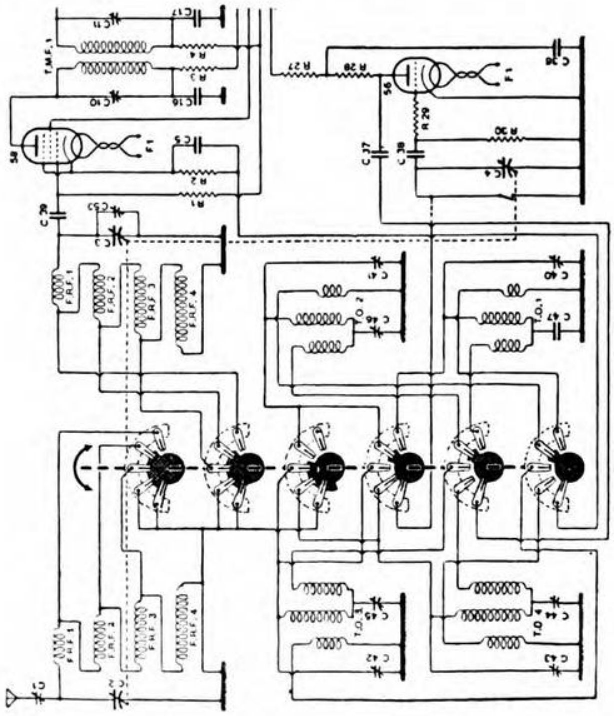
Ricevitori Radiomarelli 1932-33

(Produzione della Fabbrica Italiana Magneti Marelli)

La produzione di radioricevitori Marelli nella stagione radiofonica 1932-33 è rappresentata essenzialmente dai seguenti quattro apparecchi, tutti del tipo a supereterodina, con alimentazione a corrente alternata di frequenza industriale :

1°) Un ricevitore di lusso a dieci tubi, di alta qualità (Argeste), montato in mobile, adatto alla ricezione di tutte le onde comprese nella gamma da 15 a 550 metri.

2°) Un ricevitore come il precedente (Fonoargeste), munito anche di sistema grammofonico proprio.



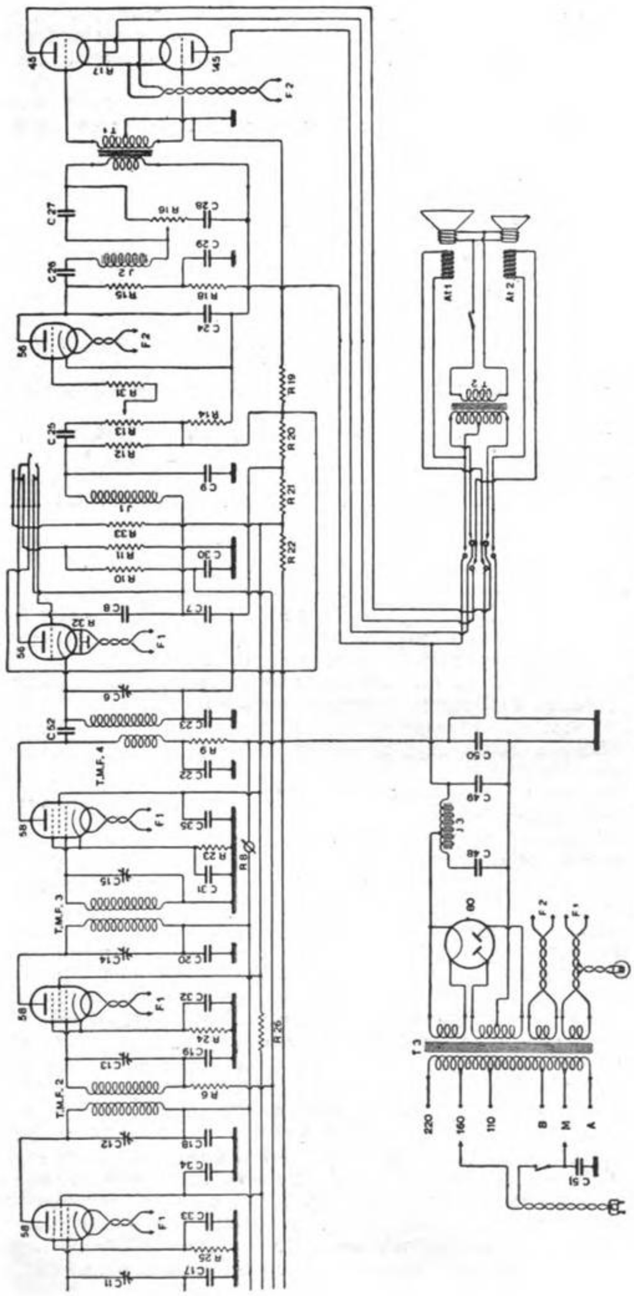


Fig. 1. — Schema elettrico del ricevitore « Argeste ».

3°) Un ricevitore a sei tubi, di costo moderato (Aedo), montato in mobile, anch'esso capace di un'assai buona riproduzione acustica, adatto alla ricezione delle onde nella gamma normale tra 200 e 550 metri.

4°) Un ricevitore a cinque tubi (Scrigno Radiomarelli), montato in cassetta, adatto alla ricezione delle onde nella gamma da 200 a 550 metri.

Argeste.

Nelle fig. 1, 2, 3 sono riportati rispettivamente: lo schema del circuito, la fotografia del telaio, una fotografia dell'apparecchio montato nel mobile.

I dieci tubi elettronici, di cui l'apparecchio è composto, possono essere distinti come segue, secondo l'ordine d'impiego:

— Triodo 56 oscillatore, che genera la frequenza ausiliaria occorrente per il cambiamento di frequenza.

— Pentodo 58 a radiofrequenza, rettificatore per la produzione dell'oscillazione a frequenza intermedia.

— Tre pentodi 58 a radiofrequenza, per l'amplificazione a frequenza intermedia.

— Triodo 56 adoperato come doppio diodo, per la rivelazione usuale e per la rettificazione, richiesta dal controllo automatico di sensibilità.

— Triodo 56 preamplificatore a frequenza acustica.

— Due triodi terminali 45 in opposizione.

— Diodo rettificatore 80 per l'alimentazione.

E' da notare l'uso di pentodi per l'amplificazione a radiofrequenza e l'uso di triodi per l'amplificazione a frequenza acustica. L'apparecchio è particolarmente interessante per diverse innovazioni di schema rispetto ai circuiti usuali, che hanno fornito l'importante risultato di consentire un funzionamento ottimo entro una vasta gamma di frequenze ricevibili, con un sistema di commutazione particolarmente semplificato e dotato in conseguenza di un'alta sicurezza di funzionamento.

Una delle caratteristiche più notevoli consiste nell'uso di una frequenza intermedia circa tre volte più alta dei valori usuali, e scelta opportunamente, con particolare riguardo alla ricezione in Italia, per ridurre alla più piccola entità l'inconveniente di dar luogo a qualche fischio d'interferenza con le portanti di quelle stazioni, la cui frequenza coincida con un multiplo della frequenza intermedia. Eguale importanza si è data al concetto di tenere il valore della frequenza intermedia sufficientemente discosto da quello delle stazioni radiotelegrafiche; e ciò per evitare ogni interferenza con quei segnali, che possano per avventura raggiungere direttamente gli stadi di frequenza intermedia, perchè non abbastanza attenuati dal preselettore.

L'uso di una frequenza intermedia elevata ha lo scopo di ridurre l'effetto di immagine, proprio di tutti i ricevitori a supereterodina, in modo da mantenerlo ad un valore sufficientemente modesto, anche per la ricezione delle frequenze più elevate.

Come tutti gli altri ricevitori qui descritti, l'Argeste comporta, tra l'antenna e la griglia del primo tubo rivelatore, un preselettore a filtro di banda, avente lo scopo di ridurre ad entità trascurabile i noti fenomeni di modulazione incrociata. L'uso di un preselettore senza amplificazione ad alta frequenza è particolarmente indicato, sia per ottenere il massimo effetto in tal senso, sia per il più facile raggiungimento di un'alta amplificazione con un determinato numero di tubi.

L'intera gamma di frequenza è suddivisa in quattro gamme parziali: si passa dall'una all'altra mediante un unico organo di comando, che esegue contemporaneamente le commutazioni sia sul preselettore, sia sul circuito dell'oscillatore.

I condensatori variabili, in numero di tre, come negli altri ricevitori qui descritti, restano sempre gli stessi nei quattro casi. Particolare cura è stata rivolta allo studio del commutatore, che deve sopratutto dar luogo a capacità parassite minime, onde evitare effetti evidentemente assai nocivi per le frequenze più alte. Una dimostrazione efficace dell'accuratezza raggiunta dal punto di vista costruttivo

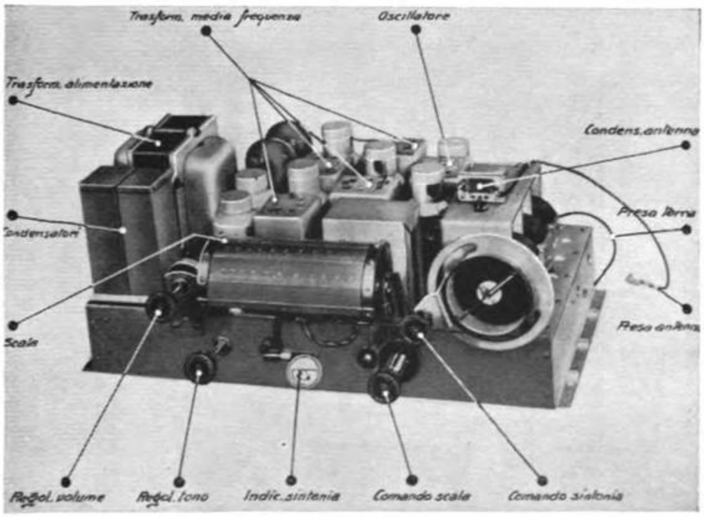


Fig. 2. — Telaio del ricevitore « Argeste ».

si deduce dal fatto, che non è stato necessario adoperare diverse capacità semiregolabili di allineamento, per ciascuno dei quattro preselettori, ma che una sola è sufficiente per tutti. La sensibilità del ricevitore (cioè la tensione a radiofrequenza di entrata necessaria per dar luogo, con una modulazione del 30 %, ad una potenza di 0,05 watt fornita alla bobina mobile dell'altoparlante) risulta di $1 \div 2$ microvolt per la gamma dei radioconcerti e di circa $3 \div 5$ microvolt per la gamma delle onde più corte. Si tratta di una sensibilità, che si avrebbe poco vantaggio pratico a superare, perchè non si raggiungerebbe, si può dire, altro risultato se non quello di rendere maggiormente avvertibili i rumori ed i disturbi.

La selettività è portata, non al massimo grado ottenibile con il valore di media frequenza adoperato, ma al più alto valore compatibile con un'elevata qualità di riproduzione.

Un'idea precisa del valore di tale selettività si può dedurre dall'esame della curva riportata, in scala logaritmica, in fig. 4, da cui si rileva, che una riduzione del segnale a 1/10, 1/100, 1/1000 del valore di risonanza richiede scarti di frequenza, dal valore di risonanza stesso, di 6, 11, 16 kHz rispettivamente.

Il ricevitore è munito di regolatore automatico di sensibilità; ed è interessante osservare come un solo triodo sia adoperato a guisa di doppio diodo per adempiere da una parte alla funzione della rivelazione delle oscillazioni a frequenza intermedia per l'accoppiamento con gli stadi a frequenza acustica, e dall'altra a quella di rettificatore a soglia inferiore di tensione, che si richiede per il corretto funzionamento della regolazione automatica. Si può dire che il regolatore di sensibilità adottato, a differenza di altri, risponda praticamente alle

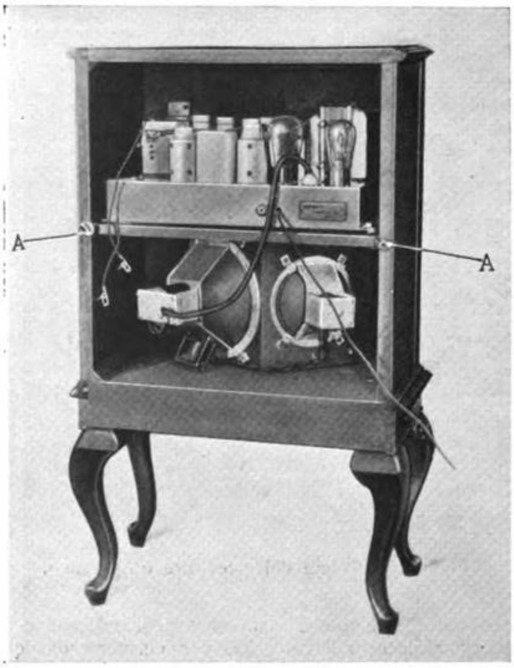


Fig. 3. — Ricevitore « Argeste »: vista dell'apparecchio montato su mobile.

sole variazioni dell'ampiezza della portante senza risentire quelle della profondità di modulazione. Un'idea del funzionamento della regolazione automatica può aversi osservando, che per l'entrata in funzione del dispositivo si richiede, nella gamma dei servizi di radiodiffusione, una tensione di entrata di 50 microvolt, e che la potenza di uscita fornita all'altoparlante resta attenuata di soli 2 decibel passando da 10.000 microvolt a 200 microvolt.

E' da notare, che in questo ricevitore si è provveduto alla eliminazione di due notevoli inconvenienti portati dalla regolazione automatica di sensibilità: cioè, la difficoltà di stabilire con esattezza l'accordo, come si fa usualmente, in base alla massima intensità di

suono fornita dall'altoparlante, e la rumorosità del ricevitore nella fase di ricerca delle stazioni, nel passaggio dall'una all'altra portante. Ambedue gli inconvenienti sono un'evidente conseguenza dell'asservimento della sensibilità del ricevitore all'intensità dei segnali, per cui la sensibilità stessa diventa molto elevata in corrispondenza dei segnali molto deboli.

Nell'Argeste una notevole riduzione della rumorosità è anzitutto ottenuta polarizzando il tubo rivelatore in modo che presenti una soglia

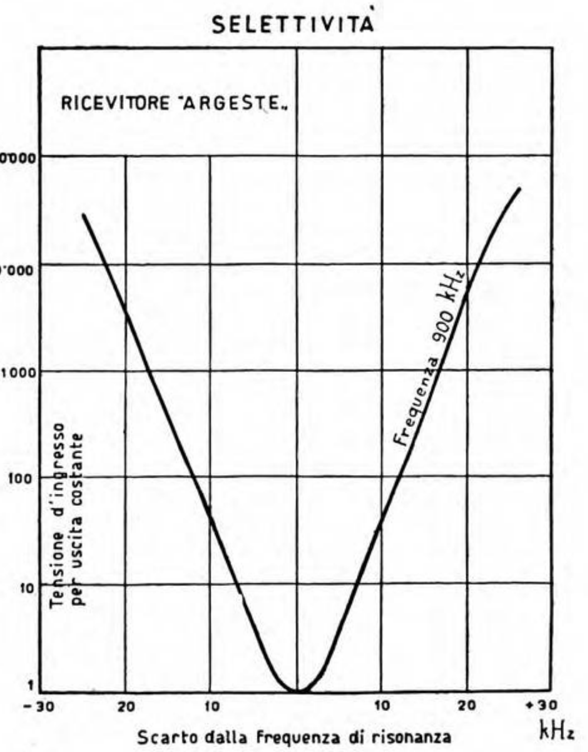


Fig. 4. — Ricevitore « Argeste »: curva di selettività.

inferiore di tensione, cioè che la rivelazione avvenga solo per tensioni a radiofrequenza di valore superiore a circa 3 volt. L'eliminazione completa dei due inconvenienti è peraltro conseguita mediante l'introduzione di un indicatore visivo di sintonia, costituito da un piccolo galvanometro azionato dalla corrente media circolante nei tubi amplificatori a frequenza intermedia, sottoposti all'azione del regolatore automatico. L'uso dell'indicatore visivo consente di stabilire l'accordo con tutta la precisione necessaria, giudicandolo in base allo spostamento dell'indice del galvanometro, e permette inoltre di esclu-

dere l'altoparlante durante la ricerca delle stazioni, onde eliminare la rumorosità.

Il ricevitore è munito di un regolatore graduale di tono; nella fig. 5 sono riportate, in scala doppiamente logaritmica, le due curve di fedeltà che si ottengono fra le due posizioni estreme di tale controllo. Nella posizione « tono alto » alla frequenza di 5000 Hz il suono resta ridotto al 0,35 del valore che si avrebbe su 400 Hz, ed a 6000 Hz al 0,20 del valore stesso. Nella posizione « tono basso » il suono si riduce al 0,5 a 1000 Hz, ed al 0,20 a 2000 Hz, sempre rispetto al valore per 400 Hz. Un'altra importante caratteristica del ricevitore, che in parte giustifica anche la favorevole forma della curva di fe-

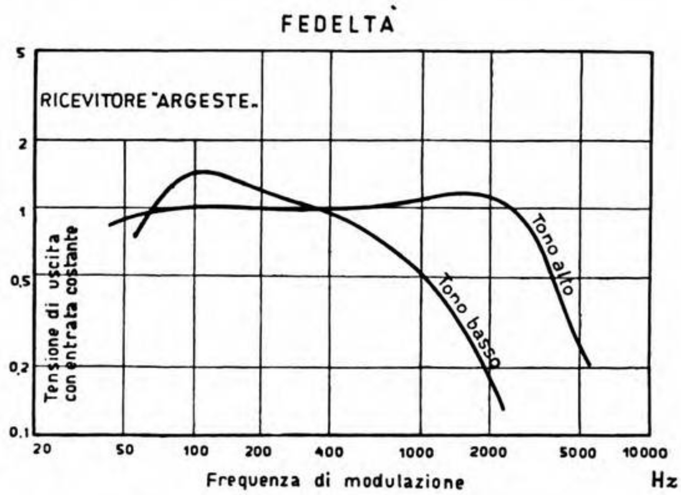


Fig. 5. — Ricevitore « Argeste »: curva di fedeltà.

deltà, consiste in un ritorno all'antico, mediante l'adozione di due triodi terminali tipo 45, collegati in opposizione, per l'amplificazione di potenza.

Caratteristica ancora più importante è rappresentata dall'uso di due altoparlanti in parallelo invece di uno solo come nel caso normale. I due altoparlanti sono di diverse caratteristiche e principalmente si differenziano per il diverso diametro del cono vibrante. Per il fatto che un altoparlante piccolo è più adatto alla riproduzione delle note alte, ed uno grande invece alla riproduzione delle note basse, si raggiunge così il primo risultato di allargare la gamma di frequenze trasmesse, con un conseguente aumento della ricchezza del suono e della fedeltà di riproduzione. Un secondo risultato, forse maggiormente importante, è quello di una sensibile attenuazione del fenomeno del « coloramento del suono », provocato dall'altoparlante e dovuto alle oscillazioni libere smorzate, che si destano in esso sotto l'azione degli impulsi transitorii. I due altoparlanti, per il fatto di essere elettricamente connessi in parallelo e di avere frequenze pro-

prie diverse, si smorzano vicendevolmente l'uno con l'altro. Di ciò risente in maniera benefica la nitidezza di riproduzione della voce, dei rumori e dei suoni.

L'Argeste è munito della presa fonografica. Si noti la utilizzazione del triodo, che nel funzionamento radio è adoperato come doppio diodo, per un'amplificazione supplementare della tensione fornita dalla presa (*pick-up*). In tal modo si può evitare l'uso di un trasformatore in salita ad alto rapporto sulla presa, e la purezza della riproduzione se ne avvantaggia sensibilmente.

Fonoargeste.

Si tratta di un Argeste munito anche di sistema grammofonico. L'apparecchio comporta un dispositivo stroboscopico con lampada al neon per l'esatta regolazione della velocità del disco. Il circuito a radiofrequenza è esattamente lo stesso che nell'Argeste, mentre il circuito ad audiofrequenza presenta diverse varianti intese ad assicurare un più vasto margine al funzionamento fonografico.

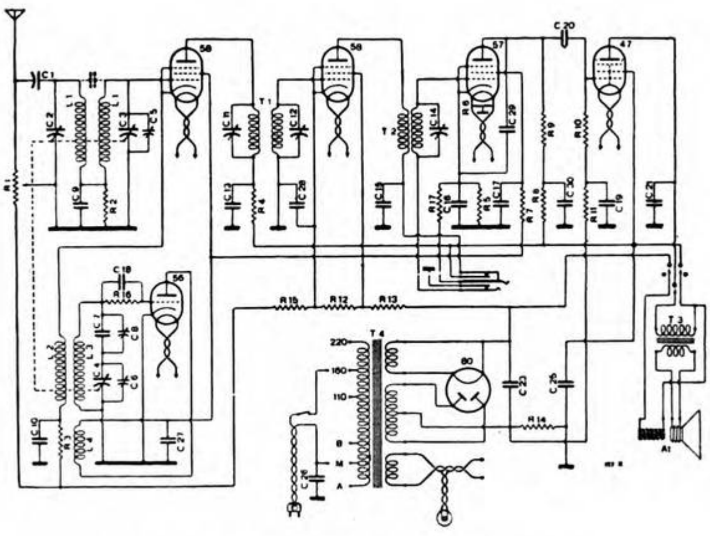


Fig. 6. — Schema elettrico del ricevitore « Aedo ».

Aedo.

E' anch'esso un apparecchio interessante per la qualità e l'entità dei risultati ottenuti, in relazione con il numero ridotto di tubi e con la semplicità dello schema (fig. 6). La gamma di ricezione è compresa tra 200 e 550 metri (1500 ÷ 545 kHz).

Dei sei tubi, uno è il diodo raddrizzatore per l'alimentazione, due sono rispettivamente l'oscillatore ed il rivelatore per la trasformazione di frequenza, uno l'amplificatore di media frequenza, uno il rivela-

tore della frequenza intermedia, e un ultimo l'amplificatore di potenza su frequenza acustica. L'amplificazione viene eseguita mediante pen-

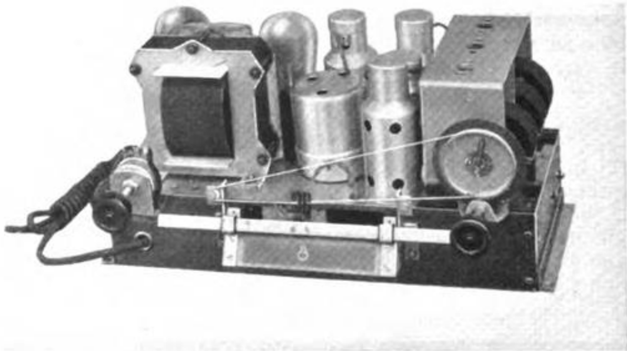


Fig. 7. — Telaio del ricevitore « Aedo ».

todi, sia in radiofrequenza, sia in audiofrequenza. La media frequenza ha il valore normale di 175 kHz circa. Nonostante il moderato nu-

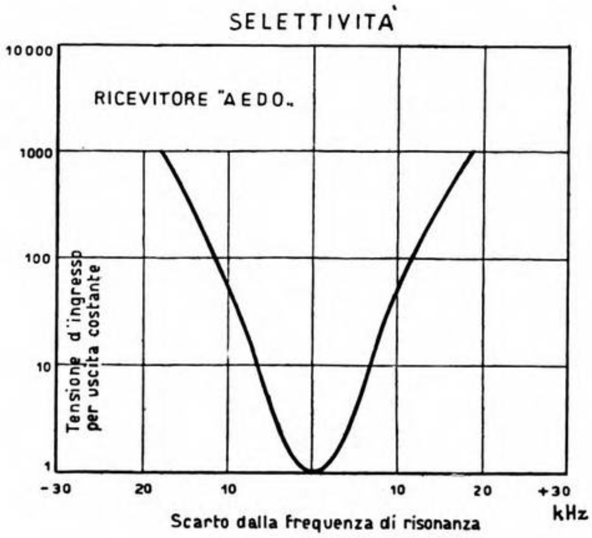


Fig. 8. — Ricevitore « Aedo »: curva di selettività.

mero di tubi la sensibilità è alta (qualche microvolt) e si avvicina molto ai valori, che ormai ci si limita ad ottenere anche dai rice-

vitori con numero di tubi assai maggiore. In fig. 7 si vede la disposizione pratica dei varii organi sul telaio.

La selettività, come si rileva dalla fig. 8, è tale da produrre una riduzione del segnale ad 1/10, 1/100, 1/1000 dal valore di risonanza, per uno scarto di frequenza di 6, 11, 19 kHz dal valore di risonanza della frequenza stessa. Tale elevato valore di selettività si è ottenuto con l'uso di soli tre circuiti accordati a media frequenza.

La curva di fedeltà riportata in fig. 9 accusa una riduzione del suono al 0,30 per 4000 Hz ed al 0,15 per 5000 Hz, rispetto al valore che si ha per 400 Hz. La potenza indistorta di uscita è di circa 2,5 watt.

La riproduzione è molto buona, sopratutto in conseguenza dell'adozione di un campo assai intenso per l'eccitazione dell'altoparlante,

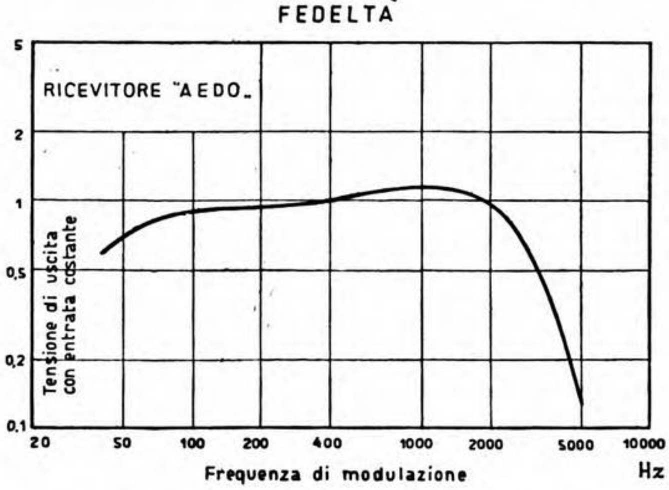


Fig. 9. — Ricevitore «Aedo»: curva di fedeltà.

ciò che aumenta lo smorzamento elettrico al movimento della bobina mobile e migliora quindi la riproduzione dei transitorii.

L'apparecchio non ha regolatore di tono; il regolatore di intensità del suono è conglobato nel regolatore di sensibilità del complesso a radiofrequenza, agente sulla tensione di polarizzazione del primo tubo rivelatore e di quello amplificatore a frequenza intermedia.

Il ricevitore è provvisto di attacco per presa fonografica. Per la riproduzione fonografica il secondo rivelatore viene trasformato in amplificatore ad audiofrequenza, come nella maggior parte degli apparecchi usuali.

Scrigno Radiomarelli.

Si tratta di un apparecchio, montato non in mobile, ma in cassetta e adatto alla ricezione delle onde nella gamma da 200 a 550

metri. Per l'audizione il coperchio della cassetta viene sollevato, ed i suoni, provenienti da un cono vibrante rivolto verso l'alto, si dif-

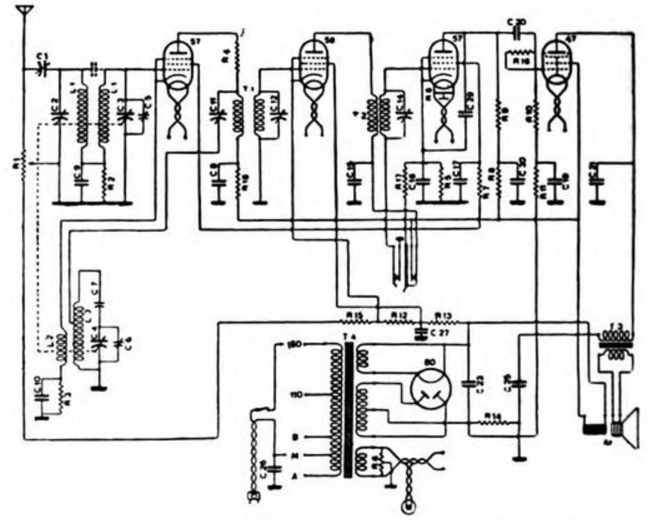


Fig. 10. — Schema elettrico del ricevitore « Scrigno R. M. ».

fondono nell'ambiente dopo essersi parzialmente riflessi sullo stesso coperchio.

L'apparecchio è destinato in certo modo a rimpiazzare un rice-

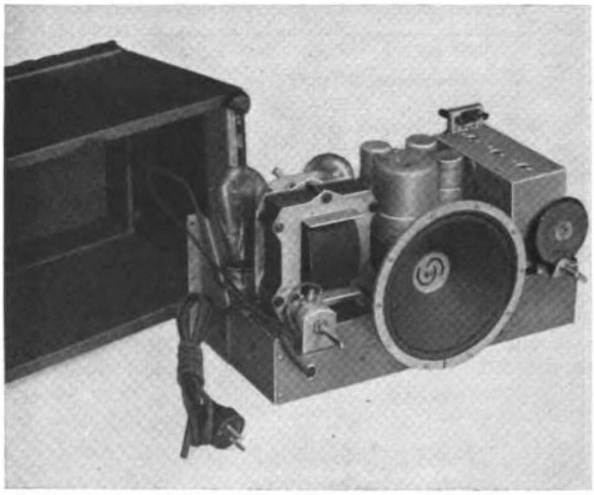


Fig. 11. — Telaio del ricevitore « Scrigno R. M. ».

vitore della precedente produzione (Coribante), mediante uno di qualita paragonabile, ma avente selettività più elevata. L'uso del circuito supereterodina permette, non solo di aumentare la selettività nella misura necessaria, ma anche di accrescere la sensibilità, rendendola più uniforme entro tutta la gamma.

Sostanzialmente il circuito del nuovo ricevitore è quello dell'Aedo, salvo l'uso di un solo tubo invece di due, per l'adempimento simultaneo delle funzioni di oscillazione e di prima rivelazione. Accurate indagini sperimentali hanno permesso di stabilire, che tale disposizione di circuito non altera praticamente selettività e sensibilità, e neppure fedeltà e qualità della riproduzione acustica. Ne risente leggermente il funzionamento del regolatore di sensibilità, che agisce qui necessariamente sulla polarizzazione di un solo tubo invece che di due. Una regolazione di sensibilità estesa ad un vasto campo può tuttavia essere ottenuta facilmente realizzando, mediante lo stesso potenziometro che varia la tensione di polarizzazione, anche una regolazione dello smorzamento di antenna.

Nonostante l'impiego di un altoparlante con piccolo cono, imposto dalle dimensioni minime dell'intero apparecchio, la riproduzione acustica è soddisfacente.

Anche questo ricevitore è munito di attacco per presa fonografica. Nelle fig. 10 e 11 sono riportati lo schema del circuito e la fotografia del telaio.

F. Ve.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Lo sviluppo della radiodiffusione in Italia (1). — La sera del 5 ottobre 1924, alle ore 21, veniva ufficialmente irradiata da Roma la voce della prima stazione radiofonica italiana: kW-antenna 1,5. Da allora, in meno di nove anni, molto cammino si è percorso. Undici stazioni, oggi: kW-antenna 187,5 (fig. 1).

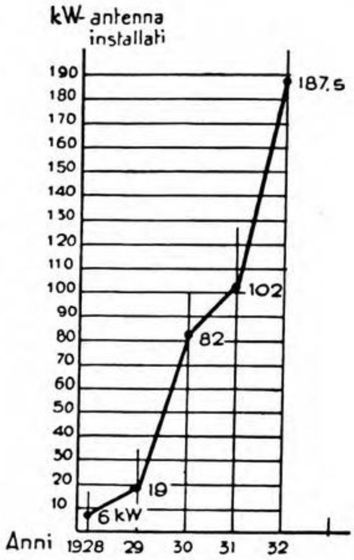


Fig. 1. — Sviluppo degli impianti italiani.

Riandiamo brevemente qualche tappa. Con Regio Decreto del 14 dicembre 1924 il Governo affidava all'Unione Radiofonica Italiana la concessione esclusiva dell'esercizio della radiodiffusione, con l'obbligo di impiantare, oltre alla stazione di Roma, una stazione a Milano, ed una a Napoli ovvero Palermo, tutte della potenza di kW 1,5. Al tempo stesso veniva fissato l'importo del diritto di licenza a favore dello stato, e quello dell'abbonamento dovuto alla società concessionaria da parte degli ascoltatori.

Nell'ottobre del '25 entrava in servizio la stazione di Milano, ma già la U. R. I. si rendeva conto della assoluta necessità di impo-

(1) Vedi anche L'Ingegnere, 1933, VII, p. 276.

stare la rete radiofonica nazionale su criteri più larghi, come potenza e numero degli impianti. D'accordo con le autorità governative, si stabiliva che la primitiva stazione di Roma fosse trasferita a Napoli; che a Roma venisse creata una stazione di potenza doppia della pre-



Fig. 2. — Palazzo E. I. A. R. in Roma. Auditorio dei concerti sinfonici.

cedente; che a Milano una stazione da 7 kW-antenna sostituisse quella già in funzione; e che infine quest'ultima venisse trasferita a Torino.

Fra il '26 e il '27 tutti questi provvedimenti trovavano la loro attuazione. Si veniva formando al tempo stesso — problema non facile — il personale tecnico destinato all'esercizio degli impianti, men-

tre i programmi trasmessi assumevano una maggiore dignità, dal punto di vista del livello artistico, e del contenuto culturale.

Malgrado ciò, l'interesse del pubblico tardava a risvegliarsi. Alla fine del '26 gli abbonati non raggiungevano la cifra di 30.000. Si rese necessario un nuovo intervento del Governo nazionale, per imprimere alla radiodiffusione un impulso decisivo, ed assicurarle i mezzi indispensabili agli imminenti sviluppi.

Creata un'apposita commissione, tutto un nuovo programma veniva tracciato, sia dal punto di vista tecnico, per ciò che riguarda il numero e la potenza delle stazioni, sia dal punto di vista artistico, per ciò che riguarda il contenuto delle trasmissioni. Al tempo stesso venivano assicurati alla società concessionaria i mezzi finanziari indispensabili per l'attuazione del vasto disegno. Il Decreto Legge del 17 novembre '27 consacrava il nuovo ordinamento e stabiliva la creazione dell'Ente Italiano per le Audizioni Radiofoniche (E.I.A.R.), costituito con la partecipazione della U. R. I. e di vari enti industriali, commerciali ed artistici, interessati al servizio.

Veniva anche istituito un Comitato superiore di vigilanza, destinato a sorvegliare la radiodiffusione, ed a promuovere iniziative e provvedimenti capaci di giovare al suo sviluppo.

L'E. I. A. R., per suo conto, provvedeva a dotare le principali stazioni di auditori adatti e procedeva alla formazione di notevoli complessi orchestrali. Le sale di trasmissione venivano a loro volta collegate con i principali ambienti artistici delle città rispettive. Nè il microfono si limitava a poche sedi obbligate, ma usciva ormai nelle piazze, e tentava impervi sentieri.

Sotto gli auspici del Ministero delle Comunicazioni, venivano facilitate le trattative con gli impresari e proprietari teatrali. Si addiveniva così ad accordi, che consentivano al pubblico l'ascolto delle principali esecuzioni liriche, ed assicuravano alla radiofonia italiana un vero primato in questo genere.

Nel campo più strettamente tecnico, l'E. I. A. R. conduceva intanto una ricerca sistematica in merito alla potenza da assegnare alle nuove stazioni, tenuto conto della loro ubicazione, e della zona ch'erano destinate a servire. Emerse così la opportunità di adottare potenze maggiori di quelle stabilite dalla convenzione con lo stato, e l'ente vi provvide, impiantando altresì due stazioni non previste: quella di Bolzano e quella di Roma Prato Smeraldo ad onde corte, per un servizio intercontinentale.

Il complesso odierno delle stazioni trasmittenti risulta dal seguente prospetto:

Roma	(onda corta)	Potenza	di	antenna:	kW	15
Roma	(onda media)	»	»	»	»	50
Milano	»	»	»	»	»	50
Napoli	»	»	»	»	»	1,5
Bolzano	»	»	»	»	»	1
Genova	»	»	»	»	»	10
Torino	»	»	»	»	»	7
Palermo	»	»	»	»	»	3
Trieste	»	»	»	»	»	10
Firenze	»	»	»	»	»	20
Bari	»	»	»	»	»	20.

Ciascun centro di trasmissione dispone di appositi locali, attrezzati per la esecuzione dei programmi, ed ispirati ai moderni accorgi-

menti di carattere acustico. Specialmente notevoli: il « Palazzo della Radio » in Roma (fig. 2 e 3), che alimenta l'anello Roma-Napoli, ed il « Teatro di Torino », trasformato stabilmente in auditorio, dove vengono eseguiti i programmi musicali più importanti trasmessi dall'anello Milano-Torino-Genova-Trieste-Firenze.

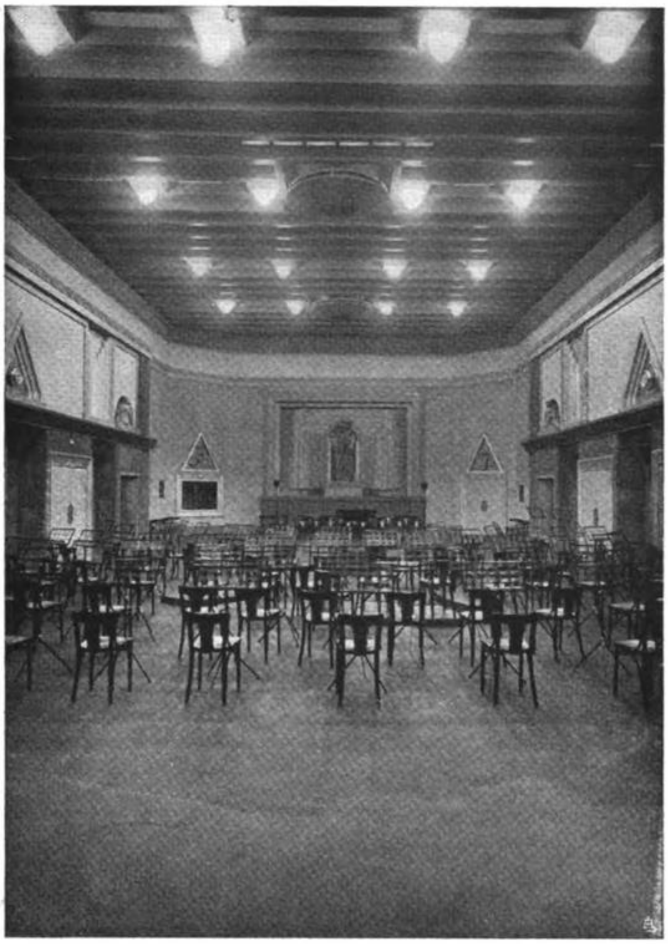


Fig. 3. — Palazzo E. I. A. R. in Roma. Auditorio delle opere liriche.

Come è noto, il collegamento telefonico di varie stazioni fra loro ha per iscopo di estendere ad un grandissimo numero di utenti l'audizione ottima di un determinato programma. Ma per ciò occorre che il collegamento stesso risponda a determinati requisiti: primo, fra

tutti, quello di trasmettere una gamma di frequenze sufficientemente estesa per una buona audizione musicale.

Nel caso della rete italiana (fig. 4), le condizioni più rigorose (50 ÷ 6400 hertz) sono soddisfatte oggi nei tronchi Torino-Milano, Padova-Trieste, Udine-Tarvisio; e lo saranno in avvenire nei tronchi Napoli-Bari e Napoli-Palermo. Sul resto della rete, invece, e propriamente nei tronchi Torino-Genova, Milano-Bologna-Roma, Bologna-Padova e Roma-Napoli, è assicurata la trasmissione della gamma



Fig. 4. — Rete musicale nazionale.

100 ÷ 4500 hertz. L'E. I. A. R. dispone così di una rete musicale di circa 5000 km con 18 stazioni amplificatrici. Tale rete è suscettibile di venire collegata alla rete musicale europea, come già in molti casi è stato praticato.

L'Ente ha anche due laboratori per ricerche e per prove, rispettivamente a Torino ed a Sesto Calende, al fine sia di tenersi al corrente delle novità e di sperimentarle, sia di seguire continuamente l'emissione delle varie stazioni a scopo di controllo così tecnico come disciplinare.

In particolare prove e ricerche sono in corso riguardo alla televisione. Come è noto, nello stato attuale della tecnica non è lecito farsi molte illusioni sulla efficacia di trasmissioni televisive da parte

di stazioni operanti a distanze notevoli, su onde medie. Ma stazioni della potenza di alcuni kilowatt, su onde di pochi metri, possono servire bene grandi centri abitati, entro un raggio di una ventina di kilometri.

Questo orientamento permette anche di superare, in forma pratica, il problema del facile maneggio dei ricevitori. La difficoltà ben nota del sincronismo, fra trasmissione e ricezione, viene infatti risolta agevolmente, quando la stazione trasmittente ed i ricevitori, ch'essa

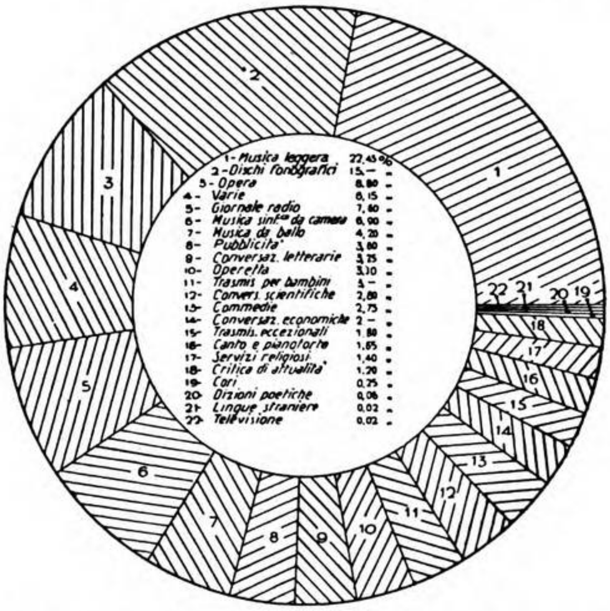


Fig. 5. — Distribuzione percentuale delle materie di trasmissione E. I. A. R. nell'anno 1932.

è destinata a servire, siano alimentati da una medesima rete di distribuzione di energia. Su queste nuove basi l'E. I. A. R. si prepara ad iniziare eventualmente un servizio regolare.

Ritornando alla radiofonia, un problema che rimane tuttora all'ordine del giorno è quello dei disturbi recati alle audizioni da impianti elettrici di varia natura. Per risolverlo, un Comitato tecnico speciale ha nel corso dell'anno 1931 preparato uno schema di « Norme di protezione », che nel corso del 1932 è stato sottoposto a larga discussione da parte degli enti interessati, ed ha ricevuto l'approvazione del Comitato per le radiotrasmissioni, che fa parte del Comitato Elettrotecnico Italiano. Lo stesso schema è stato quindi sottoposto al Consiglio generale dell'A. E. I., nonchè alla U. N. F. I. E. L., e viene promulgato in questi giorni con la sanzione del Ministero delle Comunicazioni. Al riguardo, i fautori dei sistemi di protezione fanno rilevare che i rimedi intesi ad evitare i disturbi radiofonici possono riuscire altresì favorevoli ad una migliore manutenzione degli impianti elet-

trici, ai quali vengono applicati con lo scopo essenziale di evitare la generazione e la propagazione di oscillazioni elettriche superflue.

Di pari passo con lo sviluppo tecnico ha proceduto l'organizzazione artistica, la quale ha raggiunto una importanza ed una complessità assai notevoli per ben provvedere alla elaborazione di programmi

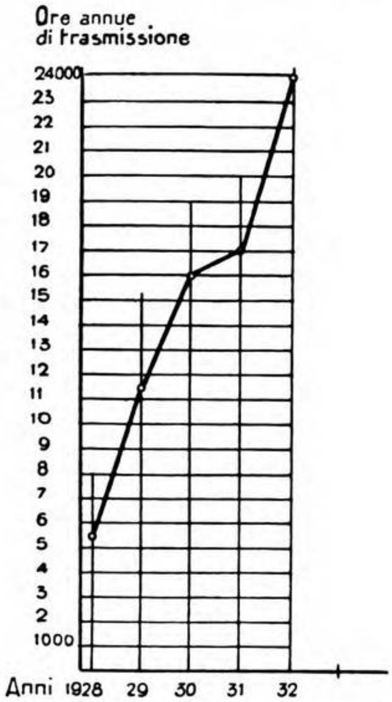


Fig. 6. — Ore annue di trasmissione.

(fig. 5), che superano la durata annua complessiva di 25.000 ore (fig. 6).

E' infine interessante riportare uno specchio statistico che riferisce — per le varie regioni d'Italia — il numero di abbonati per ogni mille abitanti (settembre 1932), e dimostra come vi siano tuttora regioni, in cui un'opera intelligente di propaganda può raccogliere frutti copiosi:

Liguria	18,6 ‰	Umbria	2,8 ‰
Piemonte	13,9 ‰	Sicilia	2,5 ‰
Lazio	11,6 ‰	Marche	2,5 ‰
Lombardia	11,5 ‰	Sardegna	2,0 ‰
Tre Venezie	6,5 ‰	Puglie	2,0 ‰
Toscana	6,4 ‰	Calabria	1,6 ‰
Campania	5,8 ‰	Abruzzi	1,5 ‰
Emilia	4,3 ‰	Lucania	1,1 ‰

Ed. Lo.

*

Modifiche all'ordinamento dell'amministrazione telefonica britannica. — Le discussioni su questo argomento, che già da alcuni anni interessano i circoli politici e tecnici inglesi, sembra stiano per condurre ad una risoluzione dell'annosa questione, che in tutti i paesi vien posta circa l'opportunità della gestione privata o statale dei telefoni.

Da notizie riportate in *E. F. D.* (ottobre 1932) si apprende, che al pro-memoria, presentato nel dicembre 1931 al governo inglese da parte di Lord Wolmer e sottoscritto da 320 membri della Camera dei Comuni — nel quale venivano poste in evidenza la notevole burocratizzazione del « General Post Office » (G. P. O.), la sua completa dipendenza in materia economica dal Ministero del Tesoro, la necessità di diminuire le tariffe e di aumentare il numero degli abbonati ed il traffico — ha fatto seguito nel febbraio 1932 la nomina di un'apposita Commissione di studio, presieduta da Lord Bridgeman, la quale ha già presentato alla fine dello scorso agosto la sua relazione.

Le conclusioni essenziali, cui è giunta tale Commissione, possono venire riassunte nell'opportunità di non affidare, almeno per il momento, l'amministrazione telegrafica e telefonica ad un'unica società privata, anche in vista della necessità, che in tempi di pericolo o di guerra il governo possa disporre liberamente di tutti i mezzi di comunicazione; la Commissione ritiene però consigliabile una riorganizzazione del servizio rispetto all'attuale funzionamento, istituendo in particolare un'amministrazione, fornita di bilancio proprio, la quale possa quindi stanziare annualmente le somme necessarie al progressivo miglioramento del servizio, e sostituendo un apposito Consiglio di Amministrazione all'attuale Segreteria Generale. *S. 3.*

*

Circa i corsi internazionali di istruzione nel campo delle comunicazioni elettriche. — In merito alla possibilità di istituire tali corsi, considerata da Craemer, Ebeling e Küpfmüller in un articolo pubblicato nel fascicolo di aprile 1932 di *E. F. D.* (1), F. Gill osserva (*Elect. Comm.*, gennaio 1933) che l'assenza di una unità di direttive nella telefonia internazionale europea rende più consigliabile dell'istituzione di una scuola centrale unica, l'apertura delle diverse scuole, già istituite dalle più importanti amministrazioni, anche a tecnici delle amministrazioni straniere.

Certamente l'opera, pur così pregevole ed efficiente, del C. C. I., cui è dovuto in gran parte il progresso della telefonia a grande distanza in Europa dopo il 1923, involge attualmente un'organizzazione alquanto macchinosa e costosa per il grande numero di membri delle diverse amministrazioni che debbono riunirsi insieme, discutere e decidere su argomenti svariati. E l'assenza di un organo esecutivo, che in base ad una direttiva precisa possa rapidamente prendere decisioni definitive, è causa di inconvenienti notevoli: quali ad esempio i due sistemi di unità di trasmissione, i diversi tipi di soppressori d'eco, le varie forme di costituzione dei cavi, e tutte le altre divergenze nei casi analoghi, in cui sarebbe invece auspicabile una normalizzazione generale.

---

(1) A. F., 1932, I, p. 638.

E' appunto l'esistenza di una unità di direttive che rende efficiente il sistema centralizzato di istruzione adottato negli Stati Uniti d'America dal Gruppo Bell per i suoi tecnici; ad una scuola di tipo analogo si potrà giungere anche in Europa solo in futuro, quando sia stata efficacemente iniziata l'opera di riorganizzazione e normalizzazione internazionale dianzi accennata. *S. 3.*

Nel fascicolo del maggio 1933 di *E. F. D.*, insieme con un ampio resoconto dell'articolo del Gill, compare una replica ai suoi commenti.

L'osservazione che ad una scuola centrale unica per studi sulle comunicazioni elettriche è opportuno si pensi solo dopo aver raggiunto una certa unificazione nel campo pratico, si presta ad essere controbattuta dicendo che tale istituto centrale servirebbe proprio a favorire ed affrettare una simile unificazione.

Ma anche prescindendo da questo modo di considerare le cose, che conduce la questione ad un circolo vizioso, la rivista tedesca fa notare che i corsi internazionali, come proposti da Craemer, Ebeling e Küpfmüller, non sarebbero corsi di formazione e nemmeno di perfezionamento, ma corsi di cultura per tecnici già specializzati ed esperti, da tenersi successivamente nei più importanti centri di studi o ricerche telefoniche delle varie nazioni; e quindi il partecipare a tali corsi non potrebbe equivalere a frequentare i corsi normali già esistenti.

La unificazione delle direttive nella telefonia internazionale europea è certamente la cosa più auspicabile. Ma appunto per questo è da desiderare che si sviluppi sempre più la utilissima attività del C. C. I. (attività che, centralizzata com'è, costerà sempre meno di qualunque serie di iniziative particolari, e dovrebbe condurre proprio alla eliminazione degli inconvenienti di «varietà di indirizzo» notati dal Gill), ed è da augurarsi che si trovi modo di affiancare al C. C. I. un istituto che diffonda le direttive unitarie del Comitato stesso.

A. Fe.

*

Collegamento telefonico a correnti vettrici di alta frequenza fra Germania, Paesi Baltici e Russia. — Nel 1932 è entrato in funzione un nuovo impianto di telefonia a correnti vettrici su linee aeree, che, collegando la rete tedesca interurbana in cavo con la Lituania, la Lettonia, l'Estonia e la Russia, completa opportunamente la rete internazionale europea e consente comunicazioni celeri con Mosca, connessa attualmente a Berlino da circuiti diretti. Precisamente due doppini sono stati posati fra Königsberg e Riga, rispettivamente via Liepaja e via Kaunas; Riga è a sua volta collegata da altre linee con Tallinn, con Daugavpils e con Mosca (via Weliki Luki).

Per tutti questi collegamenti, come riferisce l'Höpfner in *E. F. D.* del luglio 1932, è stato prescelto il sistema a correnti vettrici Siemens M_1, il quale consente, oltre alla comunicazione a bassa frequenza, l'esercizio di tre canali ad alta frequenza, con corrente vettrice trasmessa. Le frequenze vettrici utilizzate sono ordinatamente uguali a 12,8 e 28 kHz per i canali 3 e 3', a 17,8 e 33,4 kHz per i canali 1 e 1', a 20,7 e 38,4 kHz per i canali 2 e 2'. La banda al di sotto dei 10 kHz può venire utilizzata per trasmissioni musicali o per telegrafia armonica; l'equivalente di trasmissione è per ogni collegamento ad alta frequenza uguale a 1 neper.

Le apparecchiature terminali constano essenzialmente di un dispositivo a forchetta per la separazione dei circuiti di trasmissione

e di ricezione, di amplificatori di bassa e di alta frequenza, di un modulatore connesso ad un oscillatore e di un demodulatore; filtri di adatte caratteristiche e opportunamente inseriti provvedono all'eliminazione di una delle due bande laterali e di eventuali prodotti della modulazione, non desiderabili. La corrente di chiamata si ottiene interrompendo la corrente vettrice col ritmo di 25 Hz. La potenza erogata per la banda laterale ad alta frequenza corrisponde a circa 7,4 mW per valori medi di tensione (livello 0 alla centrale interurbana).

All'amplificazione nelle stazioni intermedie, che viene applicata separatamente alle correnti nelle due direzioni, provvedono complessi costituiti da amplificatori di tensione e di potenza e da filtri; in ciascun centro, sia di transito, sia terminale, i diversi organi sono raggruppati a formare un unico pannello.

Numerose misure di attenuazione, di impedenza e di diafonia vennero eseguite a diverse frequenze per stabilire l'adattabilità delle linee al sistema ad alta frequenza. Furono in tal modo individuati punti di irregolarità d'impedenza; si rilevarono disturbi particolarmente sensibili in prossimità di Königsberg, per la vicinanza di tranvie elettrificate; si segnalarono perturbazioni dovute all'influenza dei trasmettitori radiotelegrafici di Varsavia e di Nauen. Fu quindi possibile stabilire ed applicare in ogni caso i più opportuni rimedi.

Il collegamento in Riga fra le sezioni Riga-Berlino e Riga-Mosca si effettua con uno speciale cordone a quattro conduttori, in modo da evitare fenomeni di riflessione e di eco; resta tuttavia possibile la interruzione ed il controllo delle comunicazioni per mezzo di dispositivi, convenientemente inseriti.

La connessione fra rete ad alta frequenza e rete sotterranea in cavo viene effettuata a Königsberg, semplicemente collegando il ricevitore ad alta frequenza, con l'interposizione di una linea di prolungamento, agli amplificatori dei circuiti a quattro fili in cavo funzionanti nella direzione di Berlino, ed analogamente gli amplificatori funzionanti in direzione opposta al trasmettitore ad alta frequenza. La corrente di chiamata a 500 Hz modulata a 20 Hz, in arrivo dai circuiti a quattro fili in cavo, viene trasformata in corrente a 25 Hz e inviata all'apparecchiatura trasmettitrice ad alta frequenza, ove dà luogo alla interruzione periodica della corrente vettrice col ritmo appunto di 25 Hz.

S. 3.

NECROLOGIE

ANTONIO GARBASSO

A Firenze, il 14 marzo di quest'anno, moriva poco più che sessantenne il prof. Antonio Garbasso, una delle figure più rappresentative ed eminenti nel mondo scientifico e culturale italiano.

Nato a Vercelli il 16 aprile 1871, laureato in fisica a Torino nel 1892, fu in Germania nel '93-'94 a Bonn, allievo di Hertz, e a Berlino nell'istituto di Rubens. Nel 1895 a Pisa incaricato di fisica matematica, nel 1903 professore straordinario di fisica sperimentale a Genova, nel 1913 fu chiamato a succedere al Roiti a Firenze.

Chi scorra la mole non indifferente dei lavori scientifici di Lui, non può non rimanere colpito dalla varietà degli argomenti trattati e dal perfetto equilibrio che in ogni ricerca si manifesta tra la concezione e la trattazione teorica del problema e la conseguente impostazione sperimentale.

Ricorderemo in special modo l'importanza fondamentale dell'opera Sua per la conoscenza in Italia della teoria elettromagnetica di Maxwell-Hertz. Attraverso i lavori del Righi e di Lui la fisica italiana dell'ultimo decennio del secolo scorso è presente e coopera al radicale mutamento di idee che accompagna il passaggio dalle teorie elastiche alla teoria elettromagnetica della materia e dell'ottica.

Numerose sono le Sue esperienze in questo campo; e sono di Lui alcuni elegantissimi modelli meccanici per i circuiti oscillanti accoppiati. Fu questa inclinazione allo studio delle questioni fondamentali di elettrodinamica che Lo portò anche a trattare interessanti problemi di elettrotecnica, quali la scarica di un condensatore in n circuiti derivati e la radiazione da antenne radiotelegrafiche.

Interventista convinto, volontario di guerra, fu al fronte per tutta la durata del conflitto. Sul Carso e sul Piave organizzò e diresse il servizio fonotelemetrico sì da venir nominato maggiore per meriti eccezionali.

Con la vittoria ed il ritorno alle attività civili, in pochi anni la mente direttiva, che già a Genova aveva dato un impulso non indifferente alle ricerche fisiche in un istituto modesto per locali e per mezzi, portò a piena efficienza il nuovo centro di tali studi in Arcetri rendendolo uno dei più fecondi in Italia.

E in questi stessi anni la voce di Lui, sindaco poi podestà di Firenze, senatore del Regno, presidente del Consiglio Nazionale delle Assicurazioni Sociali, vicepresidente dei Lincei, membro del Consiglio Nazionale delle Ricerche, si è levata ripetutamente ad affermare il valore e l'importanza delle scienze fisiche e matematiche nella vita della nazione, a rendere noto al mondo ed agli stessi Italiani il contributo che, nello sviluppo ormai secolare della fisica, spetta all'Italia e, in ispecie, alla gloriosa Accademia del Cimento.

Ben può affermarsi che per la Sua opera di maestro e di italiano, di scienziato e di uomo politico, Antonio Garbasso abbia ben meritato dalla Patria.

E. P.

Vol. II - N. 2 Giugno 1933-XI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Il est important, à cet égard, de remarquer que les résistances mécaniques pures sont justement celles qui ont le plus grand intérêt dans l'étude des problèmes d'électroacoustique.

Les filtres électriques ont leurs correspondants mécaniques déterminés de façon univoque, de telle sorte qu'il est facile, en principe, d'imaginer et de calculer des filtres mécaniques de fréquence, avec les caractéristiques voulues.

On décrit et on étudie un type de filtre, pour les oscillations mécaniques de torsion. Pour réaliser la résistance mécanique terminale nécessaire on a employé une méthode électrodynamique qui est capable de tenir compte automatiquement de la phase de la vitesse du dernier élément du filtre en comparaison avec la phase du moment excitateur. Elle permet d'obtenir que le moment résistant opposé au mouvement du dernier élément du filtre soit en opposition de phase avec la vitesse de celui-ci, de telle sorte que son action soit une résistance mécanique pure égale à la résistance caractéristique du filtre infini.

À l'aide d'un tel dispositif électrodynamique on a vaincu la difficulté principale qui s'oppose à la réalisation et à l'étude expérimentale des filtres mécaniques de ce type. Les courbes d'atténuation obtenues dans le cas de filtres passe-bas montrent un accord satisfaisant avec les prévisions théoriques.

Vol. II - N. 2 Giugno 1933-XI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

Vol. II - N. 2 Giugno 1933-XI

ALTA FREQUENZA

INHALT

Zwischen elektrischen und mechanischen Siebketten besteht eine weitgehende Analogie, sodass z. B. eine mechanische Drosselkette mit vorgegebener Kennlinie verhältnismässig einfach berechnet werden kann.

Eine Drosselkette für mechanische Drehbewegungen wird beschrieben. Um den mechanischen Abschluss-Widerstand zu erzeugen, wird eine elektrodynamische Methode benutzt, die ein Bremsmoment in Gegenphase zur Geschwindigkeit des letzten Gliedes erzeugt; hierdurch arbeitet das letzte Glied auf einen reinen Wirkwiderstand gleich dem Scheinwiderstand der unendlichen Kette. Mit diesem Verfahren wird die Hauptschwierigkeit bei Untersuchungen mechanischer Drosselketten gelöst.

Die Frequenzkurven des Uebertragungsmasses von auf 50 hertz abgestimmten Drosselketten wurden aufgezeichnet; sie stimmen mit den theoretischen Kurven überein.

Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile.*

INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - Via S. Damiano, 16 - MILANO - 1933-XI

Pubblicazioni dell'« A. E. I. »

L'ELETTROTECNICA - Periodico trimensile.

Giornale ed Atti dell' A. E. I. (si pubblica il 5, 15, 25 di ogni mese).

Annate arretrate ... cad.	L.	100,—
più per postali...	»	10,—
Abbonamento: per il Regno	»	100,—
» per l'Estero	»	150,—
Un numero separato: per il Regno	»	4,—
» » per l'Estero	»	6,—
più per postali...	»	1,—
» » estero...	»	1,50

ALTA FREQUENZA - Periodico trimestrale.

Rivista di Radiotecnica, Telefonia e acustica applicata.

Annata 1932	L.	30,—
» *per i Soci dell'* A. E. I.	»	20,—
Abbonamento 1933	»	40,—
» *per i Soci dell'* A. E. I.	»	30,—
Un numero separato	»	12,—
più per postali...	»	1,—

SUNTI E SOMMARI - Bollettino mensile.

Documentazione Bibliografica. Estratto da L'ELETTROTECNICA.

Abbonamento: per il Regno	L.	15,—
» per l'Estero	»	30,—

ANNUARIO A. E. I. – N. 1 **(Gennaio)** – Notizie sulla A. E. I. – Statuto e Regolamento dell' A. E. I. – Pubblicazioni – Elenco Soci ... Prezzo L. 10,—
gratis ai Soci

N. 2 **(Luglio)** – Variazioni al N. 1 – Elenco Leggi – Norme Italiane per l'elettrotecnica – Elenco Fabbricanti ... Prezzo L. 25,—
gratis ai Soci
più per postali... L. 2,50

NORME DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.

Norme per gli **Olii per Trasformatori.**
Norme per le **Lampade Elettriche.**

Prezzo di ciascun fascicolo...	L.	3,—
per i Soci ...	»	2,—
più per postali...	»	0,80

Norme per l'ordinazione ed il collaudo delle **Macchine Elettriche per Trazione.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Motori Primi Idraulici.**
Norme per l'ordinazione e il collaudo degli **Isolatori di Porcellana.**
Norme per gli **Impianti di Bordo.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Tubi Elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto.**
Norme per la fornitura dei **Cavi in carta impregnata.**
Norme per i **Trasformatori di misura.**
Norme per la **Costruzione e l'esercizio degli impianti elettrici nei teatri e locali di spettacolo in genere.**

Prezzo di ciascun fascicolo...	L.	4,50
per i Soci ...	»	3,—
più per postali...	»	1,—

Norme per l'ordinazione e il collaudo delle **Macchine Elettriche.**
Norme per l'esecuzione e l'esercizio degli **Impianti Elettrici.**

Prezzo di ciascun fascicolo...	L.	9,—
per i Soci ...	»	6,—
più per postali...	»	1,—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei **Comuni e Colonie** d'Italia (III edizione).

Prezzo ...	L.	30,—
per i Soci ...	»	24,—
più per postali...	»	4,—

Vol. II. Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica coi dati tecnici quantitativi sulla generazione, trasformazione, distribuzione dell'energia elettrica in Italia. Nuova edizione completa di oltre 800 pagine per più di 2300 Centrali.

Prezzo ridotto ...	L.	120,—
per i Soci ...	»	100,—
più per postali...	»	6,50

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell' A. E. I.**

Via San Paolo, 10 - Milano (2/2)

I versamenti possono essere eseguiti a mezzo Posta giro al N. 3/1189 su Milano

PONTI D'ALTA PRECISIONE

per

RICERCHE DI LABORATORIO



Potenziometro portatile Mod. 355.

RESISTENZE

e CASSETTE DI RESISTENZA D'ALTA PRECISIONE NON INDUTTIVE

per misure in c. a. di alta frequenza e in c. c.

CAPACITÀ e INDUTTANZE CAMPIONE

d'alta precisione.



Millivoltmetro Mod. 322 a tre portate - 2/5/10 mV. - per la misura di piccolissime grandezze elettriche e per l'uso con coppie termoelettriche esterne per misure alla radiofrequenza.

STRUMENTI DI PRECISIONE

portatili e da laboratorio

per

misure radiotecniche

e

elettroacustiche

AGENTE GENERALE DEPOSITARIA PER L'ITALIA:

SOC. AN. ING. S. BELOTTI & C.

Telef. 52-051/2/3 —— MILANO —— *Piazza Trento, 8*

VOL. II - N. 3 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) AGOSTO 1933 - XI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA

AEI

ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. II — Agosto 1933 - XI — N. 3

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono

Per le inserzioni: Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

UN NUMERO SEPARATO L. 12 — ABBONAMENTO ANNUO L. 40

SOMMARIO

Résumés en langue française
English summaries
Summarische Uebersichten in deutscher Sprache

Vol. II Agosto 1933 - XI N. 3

ALTA FREQUENZA

Sguardi d'insieme.

A chi pubblica un periodico di carattere scientifico dedicato ad un campo ben definito della tecnica, viene non di rado manifestato il desiderio (e questo talvolta vuol velare un appunto), che si faccia più larga parte a scritti di tipo riassuntivo e panoramico e ad articoli di volgarizzazione. Si dice: fra i lettori sono molti i non specialisti (tra i quali del resto si recluteranno gli specialisti futuri); occorre andare incontro ad essi e invogliarli ad approfondire la conoscenza delle questioni, a cui si cominciano ad interessare, con l'offrir loro ogni tanto la guida di una mano sicura ed esperta, che li introduca senza troppa fatica nei nuovi campi. Altrimenti codesta più vasta categoria di lettori si stancherà di un periodico, che presenta solo studi poco accessibili ai più, e lo abbandonerà a vita stentata nella cerchia ristretta dei non molti « iniziati ».

L'appunto non manca di fondamento ed il desiderio è più che legittimo. Ma soddisfare ad esso è tutt'altro che facile. Gli scritti di volgarizzazione (non meno che i trattati elementari) sono il compito più arduo, con cui uno studioso serio possa cimentarsi. E' possibile, che un giovane ricercatore (opportunamente guidato e pazientemente rimesso in carreggiata; chè anche qui troppo spesso si manifestano una trascuratezza, un « pressapochismo », una mancanza di rigore, che sarebbero sconfortanti, se non venisse in aiuto la speranza di giovare realmente alla scienza coll'affaticarsi a correggerli, almeno nei giovani) conduca bene una determinata indagine e ne riferisca efficacemente i risultati. Ma per il lavoro di volgarizzazione occorrono una padronanza della materia, uno spirito critico ed un'attitudine a guardare le cose dal punto di vista del lettore, che sono molto difficili a trovarsi.

La letteratura tecnica spicciola è piena di articoli di volgarizzazione; ma essi rispecchiano, ahimè, piuttosto il livello di cultura degli autori, che non quello dei probabili lettori. E' infatti abbastanza numerosa la categoria di certi ottimi tecnici, che, arrivati con lodevole fatica a rendersi ragione di un problema, credono di aver scoperto un modo nuovo e particolarmente chiaro e persuasivo di esporlo e si sentono spinti a presentare come scientificamente fondate certe loro soggettive rappresentazioni e interpretazioni, che sono invece essenzialmente arbitrarie e antiscientifiche e spesso poco più che regole

mnemoniche o simili. Anche tali scritti possono servire a qualcuno, e particolarmente a chi è destinato a restare nel campo della tecnica modesta e troverà forse in quelli un aiuto a formarsi utili « idee di lavoro », a chiarirsi dubbi, a mettere insieme un corredo di cognizioni di facile impiego. Ma possono per contro riuscire dannosi, a chi abbia mezzi per salire a quote più elevate, perchè lasciano nella sua mente detriti di concezioni arbitrarie o inesatte, che è poi difficile eliminare. Non debbono perciò trovar posto in un periodico, che s'indirizza a quanti lavorano od aspirano a lavorare negli strati intellettualmente più alti, e cerca di contribuire con opera paziente e tenace, e pochi forse imaginano quanto faticosa e talvolta ingrata, a perfezionare e ad affinare la loro mentalità scientifica.

Più che con scritti di volgarizzazione, lo scopo di giovare al progresso della cultura tecnica, interessando ad essa schiere sempre più vaste di studiosi, può essere raggiunto con articoli monografici, che diano un aggiornato quadro d'insieme dei singoli capitoli di una branca del sapere. Il presente fascicolo di *A. F.* è dedicato ad un gruppo di scritti di tal genere.

Nella XXXVII Riunione annuale dell'A. E. I., a Firenze, il tema delle correnti ioniche e delle loro applicazioni ha dato occasione di trattare, insieme con molte altre, anche questioni di particolare interesse per il nostro campo. Abbiamo perciò riservato un intero fascicolo ad una serie di rapporti, che ci sembrano assai pregevoli ed istruttivi e che gli autori hanno aggiornato ed ampliato appunto per i lettori di *A. F.*

Effetto termoionico e tubi elettronici.

Lo studio sempre più approfondito della teoria dei circuiti elettrici ha messo in onore un noto procedimento, secondo il quale a determinate porzioni di un reticolato si sostituisce idealmente un organo circoscritto, che comunica con le rimanenti parti attraverso morsetti, e che ha ricevuto da taluni il nome di « trasduttore ». L'artificio consiste nel definire in modo preciso il comportamento del trasduttore rispetto ai circuiti ad esso esterni e nel dimenticare poi, per così dire, tutto ciò che entro il trasduttore corrisponde a quel comportamento.

Il metodo ha indubbiamente grandi pregi e fu usato con particolare successo per studiare le proprietà dei circuiti comprendenti tubi elettronici. Si tratta qui di trasduttori, che si potrebbero chiamare (più convenzionalmente che propriamente) trasduttori non lineari, non sostituibili cioè con reticolati equivalenti di resistenze, induttanze e capacità di valore costante.

Sull'empirismo, quasi diremmo sul miracolismo, che assai spiegabilmente accompagnò l'uso dei triodi nel loro primo sorgere, fu possibile gettare la luce e far prevalere i vantaggi dei procedimenti razionali, non appena si potè formulare una teoria del loro funzionamento. Teoria ispirata essenzialmente all'artificio ora detto, ossia teoria esoterica, che non ha la pre-

tesa di costituire una interpretazione dei complessi fenomeni fisici svolgentisi entro il tubo, e mira soltanto a coordinare e a tradurre in una rappresentazione analitica il comportamento del triodo verso i circuiti, a cui esso è esternamente collegato.

Ma se questo modo di considerare i problemi ha reso e rende notevoli servigi, e riesce in taluni casi bastevole, esso non può rimanere metodo unico di studio e di lavoro.

Si intuisce facilmente, quanto sarebbe assurdo supporre, che il tecnico chiamato a costruire, regolare e adoperare gli innumerevoli apparecchi, in cui si usano i tubi elettronici, non si curasse affatto della natura fisica dei fenomeni che in essi si svolgono, e li considerasse esclusivamente come apparecchi misteriosi ed inaccessibili, capaci soltanto di soddisfare a determinate « caratteristiche ». Ed ancor meno, in tale assurda ipotesi, si concepirebbe un qualunque progresso nella tecnica costruttiva dei tubi stessi, la quale per contro ci ha ormai abituati a sempre nuove, magnifiche conquiste.

Allo studio di così importanti questioni ci introducono gli scritti dei prof. Rossi e Matteini, quello sull'effetto termoionico e sulle sue leggi, questo sulla costruzione dei tubi.

I concetti ed i metodi della fisica moderna permettono di rappresentarci in modo molto efficace e persuasivo il fenomeno della fuoruscita dei granuli di elettricità negativa dal catodo incandescente verso lo spazio vuoto, che lo circonda nel tubo, e perfino di prevederne per via teorica la legge quantitativa, in funzione della temperatura. Permettono altresì di spiegare in modo plausibile le svariate particolarità, che accompagnano il fenomeno stesso, specie in conseguenza della natura e dello stato della superficie emittente.

Di ciò la tecnica costruttiva ha tratto largo profitto dando vita ad una vasta industria, che speriamo abbia ad affermarsi sempre meglio anche in Italia. Le difficoltà nella costruzione dei tubi elettronici si sono tanto più accresciute, quanto più si è voluto adattarli agli usi e quindi ai requisiti più svariati, accrescerne incredibilmente la potenza, assicurarne la costanza e la durata di funzionamento, farne insomma ordigni sempre più atti, non solo ad adempiere ai compiti che ad essi soltanto possono affidarsi, ma anche a competere vittoriosamente con altri organi ed altri macchinari, da maggior tempo elaborati per risolvere importanti problemi tecnici ed industriali. I più recenti perfezionamenti in questo campo danno luogo ad un insieme di questioni di importanza e di interesse notevolissimi, che giova grandemente trovare riassunte ed inquadrate in una ordinata monografia, qual'è quella del collega Matteini.

Radiotrasmettitori e radioricevitori.

Discorrere di rallentamento e di ripresa nei progressi della tecnica è il più delle volte per lo meno arbitrario. Può dirsi quindi soltanto con molta riserva che, dopo un rapido e ammirevole sviluppo nei tipi degli apparati radiotrasmittenti, sem-

bra sopravvenuta ora una fase di relativa stabilità, che rende particolarmente opportuno lo studio d'insieme compiuto dall'ing. GORI sugli impianti destinati ai grandi servizi commerciali di collegamento. In realtà la lettura dello studio stesso mostra chiaramente, come la materia trattata sia tuttora per molti aspetti in via di trasformazione e di continuo progresso e come non manchino i problemi parzialmente o totalmente insoluti, intorno a cui da più parti appassionatamente si lavora.

Un apparato trasmittente di grande potenza, a onda corta, a frequenza stabilizzata, destinato al servizio telegrafico ad alta velocità ed a quello telefonico, collegato con uno o con più sistemi irradianti direttivi per mezzo di speciali linee, adatte alle correnti ad altissima frequenza, costituisce oggi una complessa opera di ingegneria elettrotecnica, degna di attento studio e di vivo interesse. Le grandi ditte, concorrenti in questo campo, hanno ciascuna i propri tipi, distinti da differenze che, come accade sempre, quando la tecnica si avvia ad uno stadio di relativa maturità, si vanno man mano attenuando. Ciò vale, naturalmente, fino alla comparsa di qualche inattesa novità, che sconvolga il campo e promuova un brusco balzo in avanti.

E' poi soddisfacente ritrovare, nello scritto del collega Gori, oltre allo sguardo d'insieme sull'argomento, anche la esemplificazione di esso, tratta da tipi studiati e costruiti in Italia, con mezzi modesti e ottimi risultati.

Altrettanto ricco di contributi originali, e nello stesso tempo completo nella visione dell'argomento preso a trattare, è lo studio del prof. BOELLA sui radioricevitori. Anche qui, specie per ciò che riguarda i ricevitori radiofonici, può parere a prima vista, che negli ultimi tempi non si siano avuti grandi progressi e si siano venute consolidando alcune soluzioni tipiche. Ma, appena ci si addentra meglio nell'esame dei particolari, si vede che i perfezionamenti sono continui e in parecchi casi notevoli e geniali. Si apprezza perciò la guida di uno specialista, che ci aiuti a mettere un po' d'ordine fra una colluvie di tipi, presentati spesso, anche per ragioni commerciali, in modo tecnicamente non chiarissimo.

Meno conosciuti, ma non meno importanti dei ricevitori radiofonici, sono quelli per comunicazioni bilaterali, destinati ai servizi commerciali navali ed aerei, così civili, come militari, e quelli destinati ad altre speciali applicazioni. In tutta questa materia si rileva un progressivo differenziarsi dei tipi di apparecchi (e dei tubi elettronici, che ne sono parte principale) a seconda degli scopi prefissi, e si constata, come si venga lasciando alla pura pratica, cioè all'empirismo e al tentativo più o meno guidato dall'intuito, una parte sempre minore.

Microonde.

Una rassegna di quanto si è compiuto nel nuovo campo attraentissimo, dischiuso alla radiotecnica dall'uso delle microonde, è stata preparata dal prof. CARRARA. L'importanza

dell'argomento è già stata messa in luce dalla memorabile conferenza di Guglielmo Marconi (1) (il quale anche recentemente ha riferito su notevoli casi di portate raggiunte, assai al di là della così detta portata ottica) e dagli scritti del prof. Pession (2) e dello stesso prof. Carrara (3). E' ormai trascorso più che un decennio da che, specie dopo le esperienze di Barkhausen e Kurz del 1920, si lavora da tante parti intorno alle microonde, e le più importanti esperienze pratiche di effettivi collegamenti e le prime attuazioni industriali sono state seguite dalla stampa quotidiana e dal grande pubblico dei vari paesi.

Il prof. Carrara, al pari degli autori delle altre monografie che ora pubblichiamo, ha potuto attingere ai frutti del suo lavoro personale, compiuto con successo nel campo delle applicazioni delle microonde ai servizi navali militari.

Ritmo di pubblicazione e rubriche informative.

Alta Frequenza è nata come periodico trimestrale, ma già col presente fascicolo si attua l'esperimento di passare al preveduto ritmo bimestrale. L'esperimento non giova certo ad agevolarci il compito di effettuare la distribuzione dei fascicoli entro il mese da cui sono datati; ma ogni sforzo vien fatto per riuscirvi egualmente, senza venir meno a quell'accuratezza, che confidiamo sia stata rilevata in ogni aspetto del nostro lavoro e concorra a far meglio apprezzare, in patria e fuori, i contributi scientifici italiani.

Il ritmo bimestrale ricorderà più spesso il periodico ai lettori, lo farà apparire più vivo e presente, gli consentirà infine di fornire informazioni e documentazioni relativamente più fresche.

A bella posta diciamo « relativamente », chè un periodico come il nostro non può assumersi il compito della *immediata* segnalazione di quanto compare nella letteratura scientifica internazionale. Altri sembra annettere eccezionale importanza a questo punto (4). Pensano infatti taluni, che sia deprecabile iattura correre il rischio di intraprendere una qualche ricerca, quando già altri altrove vi attende. Ci sembra che questo pericolo non sia grave; che non esistano ricerche perfettamente definite a priori nei loro sviluppi e nei loro risultati (o che almeno ciò valga di regola solo per ricerche di valore scientifico modesto); che due ricerche intraprese indipendentemente per scopi analoghi od anche identici, possano non essere affatto due ricerche identiche e non costituiscano quindi un deplorevole doppione; che anzi in genere tale circostanza debba giudicarsi come fortunata, perchè, se le due ricerche

(1) A. F., 1933, II, p. 5.
(2) A. F., 1932, I, p. 485.
(3) A. F., 1932, I, p. 6, 189 e 509.
(4) G. B. PEGRAM: On Abstracts Journals - Rev. Sc. Instr., 1933, IV, p. 367.

sono condotte da ricercatori che operano l'uno all'insaputa dell'altro, esse potranno avere un valore di conferma o di critica reciproca veramente eccezionale. Il desiderio della segnalazione immediata o addirittura, se possibile, preventiva ci sembra ispirato a quelle benedette questioni di « priorità », intorno a cui tanto si affannano certi studiosi. Con ciò essi rivelano soltanto, a parer nostro, che è stato a loro almeno in parte negato quel sublime compiacimento, di cui imaginiamo abbiano il privilegio gli scopritori di una sia pur piccola favilla della gran luce promanante dalla verità scientifica.

Altri auspicherebbe in *A. F.* l'elenco sistematico degli articoli che compaiono sulle riviste consorelle di tutto il mondo. Ciò ridurrebbe l'inconveniente del ritardo inevitabile con cui si pubblicano recensioni accurate, ma ben lieve vantaggio ne trarrebbe la grande maggioranza dei lettori. Tolto il caso in cui interessi raccogliere facilmente un'ampia bibliografia su un dato argomento, senza tener conto del contributo che le singole trattazioni portano ad esso, il disporre di un elenco di titoli, preparato senza alcun criterio di scelta, soddisfa a poco più che una semplice curiosità.

Ad ogni modo *A. F.* non vuole, nè può essere un periodico di segnalazione nei sensi ora detti. Non lo consentono il suo ritmo ancora troppo rado di pubblicazione e sopra tutto il suo carattere, che impone un attento esame critico di tutto ciò che è destinato a comparire nelle sue colonne. Così, per altro verso, sarebbe certo meno faticoso pubblicare soltanto contributi originali, come fanno taluni autorevoli periodici stranieri. Ma in tal caso il giornale non raggiungerebbe il suo scopo.

La letteratura scientifica e tecnica, anche per un ramo ben circoscritto, qual'è quello di cui si occupa *A. F.*, è straordinariamente vasta e molteplice, oltre che varia di tipo e di valore. Per ragioni di tempo e di danaro e per la difficoltà di padroneggiare tante lingue straniere, la maggioranza dei nostri lettori non può certo seguire tutto ciò che si pubblica e che pure l'interesserebbe; chè anzi nessuno studioso, da solo, potrebbe mai riuscirvi. Per ciò, insieme con gli articoli originali, alimentiamo e curiamo le varie rubriche, scegliendone il materiale e rielaborandolo criticamente allo scopo di fornire un quadro d'insieme, che sia il più possibile organico, completo ed accurato, nei limiti dei mezzi intellettuali e materiali, cui ci è dato di attingere. Ci auguriamo così, se pure la nostra aspirazione non mira troppo alto, di promuovere con qualche efficacia una maggiore e sopra tutto una più elevata e perfetta partecipazione italiana agli studi, cui la rivista è dedicata.

LA REDAZIONE.

EFFETTO TERMOIONICO E LEGGI RELATIVE

BRUNO ROSSI

L'effetto termoionico consiste nell'emissione da un metallo di quegli elettroni, i quali giungono alla sua superficie con una componente normale dell'energia cinetica sufficiente a vincere le forze antagoniste, che ne ostacolano la fuoruscita.

Considerando gli elettroni liberi di un metallo come costituenti un gas perfetto ed applicando ad essi la statistica di Fermi, si ottiene una formula dell'emissione in perfetto accordo coll'esperienza.

L'azione delle impurità superficiali viene ricondotta alla formazione di un doppio strato elettrico, che facilita o ostacola la fuoruscita degli elettroni, secondo che la sua faccia positiva è rivolta verso l'esterno o verso l'interno del metallo.

1. — Chiamasi *effetto termoionico* l'emissione di particelle elettricamente cariche (o, più in particolare, di elettroni) da parte di un corpo riscaldato.

Si sapeva da tempo che i metalli incandescenti hanno ia proprietà di scaricare i corpi elettrizzati, quando vengano ad essi avvicinati; il che indica appunto che essi emettono, portati ad elevata temperatura, corpuscoli carichi di elettricità. Il fenomeno però non era mai stato oggetto di uno studio approfondito; esso appariva estremamente complesso giacchè un medesimo metallo, secondo la sua temperatura e secondo l'ambiente gassoso, nel quale si trovava, poteva presentare sia un'emissione positiva sia un'emissione negativa; o anche ambedue le emissioni contemporaneamente (nel senso che poteva scaricare corpi elettrizzati sia negativamente sia positivamente). L'intensità poi dell'emissione risultava dipendente, oltre che dalla temperatura, da molti altri fattori assai difficilmente controllabili.

La chiave per l'interpretazione del fenomeno si ebbe soltanto verso la fine del secolo scorso, quando Edison osservò per la prima volta che un metallo incandescente *nel vuoto* emette una corrente elettronica pura, giungendo così a separare l'effetto termoionico vero e proprio da tutti gli effetti collaterali, dovuti alla presenza del gas, che si sovrapponevano ad esso modificandone completamente l'aspetto.

La spiegazione teorica dell'effetto termoionico venne data poco dopo (1901) da Richardson; e per quanto questa spiegazione abbia subito, in seguito allo sviluppo delle nostre conoscenze sulla costituzione della materia in generale e dei metalli in particolare, notevoli modificazioni, pure, nei suoi tratti

essenziali, è considerata ancor oggi come corrispondente alla realtà.

Per render conto delle diverse proprietà dei metalli, ed in primo luogo della loro elevata conducibilità elettrica e termica, siamo condotti a pensare che un certo numero degli elettroni in essi contenuti non siano legati stabilmente ai rispettivi atomi, ma posseggano una particolare mobilità; per cui invece di rimanere sempre nel campo d'azione di un medesimo nucleo, migrano attraverso il reticolo cristallino del metallo sia per effetto di un campo elettrico applicato, sia per effetto della loro agitazione termica. Mentre però gli elettroni sono, per così dire, liberi di spostarsi entro tutta la massa del metallo (essendo, in media, nulle, per ragioni di simmetria, le forze che su di essi esercitano i nuclei positivi e gli altri elettroni), in vicinanza della superficie (venendo appunto a mancare la simmetria) si manifestano forze che ne ostacolano la fuoruscita.

Alle temperature normali, l'energia cinetica media degli elettroni è così piccola, che praticamente nessuno di essi riesce a vincere l'azione di queste forze ed a sfuggire dal metallo; l'emissione di elettroni può aversi allora soltanto quando agiscano sugli elettroni cause esterne: per esempio radiazioni elettromagnetiche di frequenza abbastanza elevata (effetto fotoelettrico).

All'aumentare della temperatura però cresce l'energia cinetica media degli elettroni; cresce quindi anche la frazione di quelli, che giungono alla superficie del metallo con un'energia cinetica sufficiente a vincere le forze antagoniste. Si ha allora un'emissione spontanea di elettroni, che costituisce appunto l'effetto termoionico. Gli elettroni emessi possono venir raccolti da un secondo elettrodo, e dar luogo ad una corrente, mediante la quale si rivela l'effetto termoionico stesso e se ne studiano le modalità.

2. — Il dispositivo generalmente usato per questo scopo è analogo a quello adottato nelle comuni valvole termoioniche. L'elettrodo incandescente cioè è costituito da un filamento riscaldato elettricamente ed il collettore degli elettroni (placca) da un cilindro metallico, che ha come asse il filamento. Il tutto si trova racchiuso in un'ampolla di vetro, nella quale viene praticato un vuoto molto spinto.

La forma degli elettrodi non ha d'altronde alcuna influenza sull'emissione termoionica; influisce soltanto sul comportamento degli elettroni, una volta che questi siano usciti dall'elettrodo incandescente. Uno studio particolareggiato dei fenomeni successivi all'emissione esorbita dall'argomento del presente rapporto; basterà quindi dare un cenno qualitativo sul loro andamento; ed a questo scopo potremo riferirci, per maggior facilità di comprensione, ad un dispositivo schematico (figura 1) nel quale l'elettrodo incandescente A e l'elettrodo col-

lettore *B* sono costituiti di lastre metalliche piane e disposte parallelamente l'una all'altra, nell'interno di un'ampolla di vetro evacuata. I due elettrodi possono venire congiunti esternamente attraverso un misuratore di corrente *C* e ad una sorgente di forza elettromotrice *E* regolabile in grandezza e direzione.

Poniamo dapprima *B* ad un potenziale *negativo* sufficientemente elevato rispetto ad *A*; gli elettroni emessi da *A* non potranno allora raggiungere *B* e il galvanometro *C* non segnerà passaggio di corrente. Diminuiamo ora gradualmente la differenza di potenziale. Dapprima i più rapidi fra gli elettroni emessi da *A*, poi via via quelli meno rapidi potranno raggiungere l'elettrodo *B*; il galvanometro segnerà quindi una corrente di crescente intensità. Anche quando i due elettrodi sono

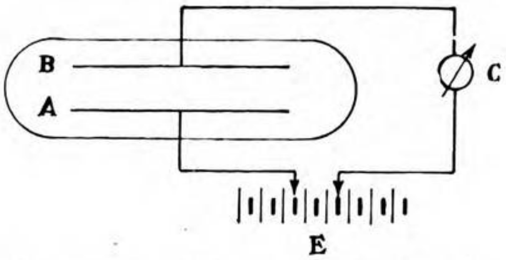


Fig. 1. — Dispositivo schematico per lo studio dell'effetto termoionico.

allo stesso potenziale però, non tutti gli elettroni emessi da *A* raggiungono *B*. Molti di questi elettroni infatti vengono respinti di nuovo verso l'elettrodo incandescente *A* dagli elettroni precedentemente emessi, che non se ne allontanano abbastanza rapidamente e formano attorno ad esso una nuvola carica negativamente (fenomeno della *carica spaziale*).

Invertendo il senso del campo, applicando cioè al collettore *B* un potenziale *positivo* rispetto all'elettrodo incandescente *A*, la carica spaziale verrà trasportata verso il primo, tanto più rapidamente, quanto più intenso è il campo; per un certo valore di questo, accadrà che gli elettroni, appena usciti da *A*, ne vengono allontanati così velocemente, da non esercitare una sensibile influenza sugli elettroni successivamente emessi. In queste condizioni, tutti gli elettroni emessi da *A* per unità di tempo raggiungono *B*; la corrente acquista quindi il valore massimo compatibile coll'intensità dell'emissione termoionica. Al regime che viene così a stabilirsi si dà il nome di *regime di saturazione*.

Un ulteriore aumento della differenza di potenziale applicata fra gli elettrodi non aumenta l'intensità di corrente, se non in quanto influisce sull'intensità stessa dell'emissione termoionica, ossia sul numero di elettroni emessi dal metallo (a quella data temperatura) per unità di tempo. Questa influenza,

come vedremo, non è molto notevole se non quando il campo è molto intenso; in un primo tempo perciò la trascureremo; ammetteremo cioè che la differenza di potenziale applicata sia abbastanza grande per trasportare sul collettore tutti gli elettroni emessi dall'elettrodo incandescente, ma non tanto da influire sull'emissione termoionica stessa.

3. — Prospettato così l'aspetto generale del fenomeno e il modello, che sta a base della sua interpretazione teorica, vediamo di precisare le nostre considerazioni per dedurne le leggi quantitative del fenomeno stesso. Ci proponiamo anzitutto di determinare la dipendenza della *densità della corrente termoionica* [1] dalla *temperatura* dell'elettrodo incandescente, immaginando applicata fra elettrodo incandescente e collettore una differenza di potenziale sufficiente a stabilire il regime di saturazione. Nella formula, che esprime tale dipendenza, entreranno delle costanti, caratteristiche della sostanza costituente l'elettrodo incandescente; esporremo in seguito come influiscano su tali costanti la struttura dell'elettrodo e, in particolar modo, lo stato della sua superficie.

Il metodo più generale per svolgere la teoria dell'effetto termoionico sarebbe quello termodinamico. In esso si considera un metallo in equilibrio con un gas elettronico (pensato come un gas perfetto); si calcola la concentrazione di quest'ultimo; e si determina infine il numero di elettroni, che il metallo deve emettere (per unità di tempo e di superficie) per mantenere costante tale concentrazione, per compensare cioè il numero degli elettroni che, dal gas elettronico circostante, per effetto dell'agitazione termica, cadono continuamente sul metallo e vengono da questo assorbiti. Si trova in tal modo per la densità della corrente termoionica i l'espressione:

$$i = A\,T^2 e^{-\frac{\chi}{kT}} \tag{1}$$

dove k è la costante di Boltzmann, T la temperatura assoluta dell'elettrodo incandescente, A una costante per la quale (con considerazioni quasi classiche) si ricava il valore (indipendente dalla sostanza, che costituisce l'elettrodo):

$$A = \frac{2\pi m k^2 e}{h^3} = 60{,}2 \text{ ampere}/(\text{cm}^2 \cdot \text{gradi}^2)$$

(h = costante di Planck, e = carica, m = massa dell'elettrone) e χ una grandezza caratteristica della sostanza costituente l'elettrodo, in merito alla quale, tuttavia, la termodinamica

(1) Si chiama densità della corrente termoionica l'intensità di corrente per cm^2 dell'elettrodo incandescente.

non permette di stabilire se ed in qual modo essa dipenda da T.

Il metodo cinetico, che mi propongo invece di seguire, è un po' meno generale di quello termodinamico, in quanto richiede particolari ipotesi sulla struttura del metallo, ma ha il vantaggio di fornire una più concreta visione sull'intimo meccanismo del fenomeno e di precisare meglio il significato delle costanti, che entrano nella formula dell'emissione.

Semplificheremo il problema ammettendo che gli elettroni liberi nel metallo si comportino come gli atomi di un gas perfetto e schematizzando l'azione delle cariche fisse, che ostacolano la fuoruscita degli elettroni, coll'attribuire al metallo un potenziale positivo costante V_0 rispetto al vuoto. Questo modello, del resto, è meno lontano dalla realtà di quel che si potrebbe credere a prima vista. Secondo i principi della meccanica ondulatoria infatti dobbiamo considerare il moto di un elettrone in un metallo analogo alla propagazione di un'onda luminosa in un mezzo rifrangente. Come sull'onda luminosa i diversi atomi non reagiscono singolarmente, ma complessivamente, e la loro azione complessiva può descriversi assegnando al mezzo un determinato indice di rifrazione, così gli elettroni non agiscono coi singoli atomi, ma coll'insieme di tutti gli atomi, che costituiscono il metallo; e l'azione complessiva di questi può descriversi assegnando al metallo un determinato potenziale V_0. Per mezzo appunto di quelle stesse esperienze di diffrazione degli elettroni, che ne mettono in evidenza la natura ondulatoria, è possibile misurare direttamente questo potenziale V_0; si trovano valori, che variano da metallo a metallo e si aggirano attorno ai 10 o 20 volt.

Secondo il nostro modello schematico dunque, gli elettroni, finchè si trovano in seno al metallo, sono in un campo a potenziale costante, nel quale perciò non si manifestano forze elettriche. In corrispondenza della superficie, il potenziale passa dal valore positivo V_0 a 0; poichè questo passaggio avviene in uno strato di spessore assai piccolo, in esso debbono agire forze di grande intensità, le quali respingono verso l'interno del metallo gli elettroni, che tendono ad uscirne. Per vincerle un elettrone deve spendere un'energia $W_0 = e\ V_0/300$ (in erg, se V_0 è in volt e la carica e dell'elettrone in u. e. s.) alla quale si dà il nome di *lavoro di estrazione*. Più precisamente, siamo condotti a ritenere che il salto di potenziale si produca in gran parte in uno strato di spessore comparabile colle dimensioni atomiche (10^{-8} cm), nel quale perciò l'intensità della forza elettrica è massima. Questa forza tuttavia non si annulla bruscamente quando l'elettrone è uscito dal metallo; giacchè fino ad una distanza di circa 10^{-4} cm si fa sentire sull'elettrone l'attrazione dovuta alla carica positiva da esso indotta nel metallo per influenza elettrostatica. Questa forza diminuisce in ragione inversamente proporzionale al quadrato della distanza

e per vincerla l'elettrone (come mostra un calcolo elementare) deve spendere un'energia pari a circa 0,2 volt · e [2].

Per distanze maggiori di 10^{-4} cm l'azione del metallo non si fa più praticamente sentire; l'elettrone viene a trovarsi in un campo di forze determinato esclusivamente dalla differenza di potenziale applicata fra gli elettrodi ed eventualmente (quando non si sia in regime di saturazione) dalla carica spaziale.

Rimane ancora da ricordare che il potenziale V_0, e quindi il lavoro d'estrazione W_0, sono determinati non solo dalle proprietà « di volume » del metallo (ossia dalla disposizione delle cariche elettriche nel suo reticolo cristallino spaziale), ma anche (ed in modo talora essenziale) dallo stato della sua superficie. Vi è ragione infatti di ritenere, che la superficie di se-

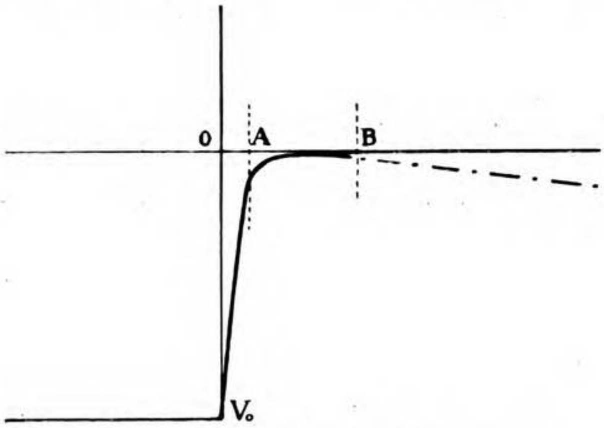


Fig. 2. — Andamento del potenziale in prossimità della superficie di un metallo puro.

parazione tra il metallo e il vuoto sia sede di un doppio strato elettrico, di spessore comparabile colle dimensioni atomiche; doppio strato che facilita od ostacola la fuoruscita degli elettroni secondo che ha la faccia positiva rivolta verso l'esterno o verso l'interno del metallo. Nel caso dei metalli puri, questo doppio strato è dovuto al fatto che gli atomi superficiali si vengono a trovare in condizioni profondamente dissimmetriche; le loro orbite elettroniche risultano quindi perturbate in modo tale, che il centro di gravità delle cariche negative viene ad essere spostato rispetto al centro di gravità delle cariche positive. Doppi strati di notevole potenza possono essere prodotti da molecole o atomi di sostanze estranee presenti sulla superficie del

[2] Come è noto, si usa spesso esprimere l'energia di un elettrone mediante il prodotto della differenza di potenziale, capace di imprimergli quella data energia, per la carica e.

metallo. Da ciò la grande influenza che posseggono tracce anche minime di impurità sulla emissione termoionica; ma di questi fenomeni faremo parola in seguito. Pel momento ci basti ritenere che, secondo il nostro modello, il potenziale V lungo una retta, che attraversa normalmente la superficie del metallo, ha un andamento del tipo di quello rappresentato schematicamente nella fig. 2 (ordinate positive verso il basso). Costante ed uguale a V_0 nell'interno del metallo, cala dapprima rapidamente nel tratto $O\,A$, corrispondente al campo d'azione diretta degli atomi superficiali; poi più lentamente nel tratto $A\,B$, corrispondente al campo d'azione delle forze elettrostatiche d'influenza, fino a raggiungere assintoticamente il valore 0. Questo nel caso in cui sull'elettrodo considerato non agisca nessuna forza elettrica esterna. Se ad esso invece è applicato un campo tendente ad allontanare gli elettroni emessi, V al di fuori del metallo va di nuovo lentamente crescendo (linea a punto e tratto). Tuttavia se (come abbiamo ammesso) il campo applicato non è molto intenso, il valor minimo raggiunto da V coincide ancora approssimativamente col valore 0, a cui V tende in assenza del campo esterno.

La curva della fig. 2, a meno di una costante e considerando la scala delle ordinate positiva verso l'alto, rappresenta anche l'andamento dell'energia potenziale W di un elettrone in funzione della sua distanza dalla superficie del metallo. Il segmento $O\,V_0$ va preso in questo caso come misura del lavoro d'estrazione W_0 .

4. — La condizione perchè un elettrone possa sfuggire dal metallo, vincendo le forze antagoniste che tendono a trattenerlo, è evidentemente che la componente u della sua velocità perpendicolare alla superficie del metallo superi il valore u_0 fornito dalla relazione:

$$\frac{1}{2}\, m\, u_0^2 = e\, W_0\,. \tag{2}$$

Per conoscere la densità della corrente termoionica basterà dunque calcolare il numero di elettroni che, per unità di tempo, incidono sopra 1 cm^2 della superficie del metallo con una componente normale della velocità maggiore di u_0. Indichiamo con $f\,(u,\,v,\,w)\;du\;dv\;dw$ il numero di elettroni liberi contenuti in 1 cm^3 del metallo, le cui velocità hanno (secondo tre assi coordinati, dei quali il primo è ortogonale alla superficie del metallo) componenti comprese fra u e $u + du$, v e $v + dv$, w e $w + dw$. Il numero degli elettroni appartenenti a questo intervallo di velocità, che per unità di tempo incidono sopra 1 cm^2 della superficie, è dato da:

$$u \cdot f\;(u,\,v,\,w)\;du\,dv\,dw$$

e il numero totale degli elettroni, che giungono sulla superficie di separazione con una componente normale della velocità

maggiore di u_0, da:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} dw \int_{-\infty}^{+\infty} dv \int_{u_0}^{+\infty} u\, f\,(u,\, v,\, w)\, du.$$

Per ottenere la densità i della corrente termoionica basta moltiplicare questo numero per la carica e dell'elettrone; si ha quindi:

$$i = e \int_{-\infty}^{+\infty} dw \int_{-\infty}^{+\infty} dv \int_{u_0}^{+\infty} u\, f\,(u,\, v,\, w)\, du. \tag{3}$$

Resta da calcolare la funzione di distribuzione $f\,(u,\, v,\, w)$. È questo un problema di meccanica statistica; secondo le più recenti vedute, la statistica a cui obbediscono gli elettroni di un metallo non è la statistica classica di Boltzmann, ma la statistica di Fermi ([3]). Senza entrare qui nei particolari di questa teoria, basterà accennare ai suoi tratti essenziali ed alle differenze caratteristiche, che essa presenta rispetto alla statistica classica di Boltzmann.

Secondo la statistica di Fermi, gli atomi di un gas perfetto (nel nostro caso, gli elettroni del metallo) costituiscono un sistema quantizzato; la loro energia cioè non può acquistare un qualsiasi valore (come vorrebbe la meccanica classica), ma soltanto alcuni determinati valori, costituenti una successione discreta e corrispondenti ad altrettanti stati quantici. Il numero degli stati quantici pei quali l'energia è compresa fra ε ed $\varepsilon + d\,\varepsilon$ ($d\,\varepsilon$ piccolo rispetto ad ε, ma abbastanza grande perchè in tale intervallo di energia siano compresi molti stati quantici) risulta eguale a:

$$\frac{8\sqrt{2}\,\pi\, V}{h^3}\, \varepsilon^{1/2}\, m^{3/2}\, d\varepsilon$$

dove m è la massa delle particelle, h la costante di Planck, V il volume occupato dal gas (nel nostro caso, dal metallo).

Si ammette inoltre che le particelle obbediscano al *principio di esclusione* di Pauli, che cioè un medesimo stato quantico non possa essere occupato contemporaneamente da più di una particella; ed infine che sia a priori egualmente probabile per un determinato stato quantico di essere libero od occupato da una particella.

Il principio di Pauli vale (come è sperimentalmente noto) per gli elettroni di un medesimo atomo; la sua estensione agli elettroni appartenenti ad un medesimo cristallo metallico risulta abbastanza naturale quando si pensi che un cristallo può considerarsi, in qualche modo, come una macromolecola. Essa, comunque, è giustificata dall'accordo fra i risultati che se ne traggono e le proprietà sperimentali dei metalli.

([3]) Si debbono a Sommerfeld e a Nordheim le prime applicazioni della statistica di Fermi alla teoria elettronica dei metalli.

Si riconosce anzitutto che, secondo la statistica di Fermi, non potranno esservi per unità di volume più di:

$$\frac{8\sqrt{2}\,\pi}{h^3}\,\varepsilon^{1/2}\,m^{3/2}\,d\varepsilon \tag{4}$$

particelle di energia compresa fra ε ed $\varepsilon + d\,\varepsilon$; mentre, secondo la statistica classica, non esiste per questo numero alcun limite superiore. Ora, finchè la densità delle particelle è molto piccola, o finchè è molto grande la loro massa o la loro energia cinetica media, il numero di *posti* in un dato intervallo di energia è grande rispetto al numero di particelle, che possono aspirare ad occupare questi posti; la limitazione che un medesimo posto non possa venir occupato contemporaneamente da due o più particelle non ha importanza essenziale e si comprende quindi che la statistica di Fermi debba fornire (come infatti fornisce) i medesimi risultati della statistica classica. Questo è il caso che si presenta pei gas comuni, anche alle più basse temperature e alle più elevate densità, che si possono raggiungere senza che il gas cessi di comportarsi approssimativamente come un gas perfetto.

Nel caso del gas elettronico contenuto in un metallo, la densità è enormemente più grande che nei gas comuni (il numero di elettroni liberi per cm^3 è dello stesso ordine di grandezza del numero di atomi del metallo per cm^3); contemporaneamente, per la piccola massa degli elettroni, il numero di stati quantici corrispondenti ad un determinato intervallo di energia è assai più piccolo. La statistica di Boltzmann fornirebbe una distribuzione degli elettroni nei diversi intervalli di energia tale, che non potrebbe essere verificata se non ammettendo che un medesimo stato quantico potesse venir occupato da più di un elettrone contemporaneamente. Il principio di Pauli, che esclude appunto questa possibilità, deve quindi modificare profondamente la distribuzione energetica degli elettroni e la statistica di Fermi deve fornire perciò un risultato completamente diverso dalla statistica di Boltzmann. La cosa risulta particolarmente chiara se si pensa all'immagine che queste due statistiche forniscono per il gas elettronico allo zero assoluto. Secondo la statistica classica, tutti gli elettroni dovrebbero possedere un'energia nulla; secondo la statistica di Fermi invece essi occupano i livelli energetici più bassi consentiti. Ma siccome un medesimo stato quantico non può essere occupato da più di un elettrone, un buon numero di elettroni possiede necessariamente un'energia notevole. Si può anzi facilmente calcolare dalla (4) che l'energia massima degli elettroni allo zero assoluto raggiunge il valore:

$$W_i = \frac{h^2}{2\,m}\left(\frac{3\,n}{8\,\pi}\right)^{2/3} \tag{5}$$

dove n è il numero di elettroni liberi per cm^3. Per il tungsteno, per esempio, ammettendo che in esso vi sia un elettrone libero per atomo, si calcola per W_i il valore approssimativo di 6 volt · e. L'energia cinetica media degli elettroni è poi i 3/5 dell'energia massima W_i, ed eguale quindi, nel nostro caso, a circa 3,5 volt · e. Secondo la statistica classica invece l'energia cinetica media degli elettroni, nulla allo zero assoluto, dovrebbe raggiungere a 2000° assoluti appena il valore di 0,17 volt · e.

Anche alla temperatura normale ed anche alle temperature più elevate, che si raggiungono nello studio dell'effetto termoionico, il gas elettronico si trova in uno stato non molto dissimile da quello corrispondente allo zero assoluto; nel senso che gli stati quantici più bassi sono ancora completamente occupati. Si suole esprimere questo fatto dicendo che il gas elettronico dei metalli è un *gas degenere*.

La statistica di Fermi fornisce (con un'approssimazione valida appunto nel caso della degenerazione) per la funzione di distribuzione f più sopra definita:

$$f(u, v, w) = \frac{2}{h^3} \frac{1}{e^{\frac{(m/2)(u^2+v^2+w^2) - W_i}{kT}} + 1} = \tag{6}$$

$$= \frac{2}{h^3} \frac{1}{e^{\frac{\varepsilon - W_i}{kT}} + 1} .$$

Per $T = 0$, si ha $f = 2/h^3$ = cost. per $\varepsilon < W_i$; $f = 0$ per $\varepsilon > W_i$. In funzione di ε/W_i, f è rappresentata dunque, allo zero assoluto, dalla linea spezzata disegnata nella fig. 3 a tratto continuo. All'aumentare di T, la curva che rappresenta f si modifica lentamente, nel modo indicato nella figura dalla linea tratteggiata. Restano ancora praticamente tutti occupati i livelli quantici di energia più bassa, mentre si liberano alcuni livelli quantici di energia poco inferiore a W_i ed alcuni elettroni acquistano un'energia alquanto superiore a W_i.

Introducendo l'espressione di f nell'integrale (3), che fornisce la densità i della corrente termoionica, si ottiene (con alcune semplificazioni):

$$i = \frac{4\pi m e}{h^3} (kT)^2 e^{-\frac{W_0 - W_i}{kT}} . \tag{7}$$

Vi è ancora da introdurre in questa formula un fattore correttivo. Abbiamo ammesso infatti che tutti gli elettroni, i quali giungono sulla superficie del metallo con una componente normale della velocità maggiore di u_0 sfuggano dal me-

tallo stesso. Questo, in realtà, dovrebbe sempre accadere secondo la meccanica classica; secondo la meccanica quantistica invece, quando la variazione del potenziale avviene abbastanza bruscamente, vi è una certa probabilità che l'elettrone venga rimandato all'indietro (fenomeno analogo alla riflessione della luce sulla superficie limite fra due sostanze diversamente rifrangenti). Bisogna quindi moltiplicare l'espressione di i per un certo fattore $D < 1$, che rappresenta la « trasparenza della barriera di potenziale » o, per meglio dire, il valor medio di questa trasparenza per gli elettroni di diversa velocità, che incidono sulla superficie di separazione tra il metallo e il vuoto.

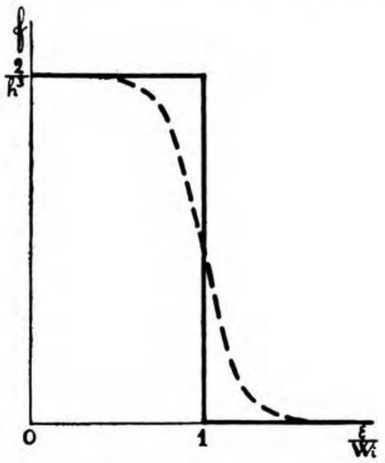


Fig. 3. — Funzione di distribuzione degli elettroni secondo la statistica di Fermi.

Il valore di questo fattore dipende essenzialmente dall'andamento del potenziale; in alcuni casi schematici, è stato calcolato da Nordheim. L'espressione completa della densità della corrente termoionica è dunque:

$$i = \frac{4\,\pi\, m\, e\, D}{h^3}\,(k\,T)^2\, e^{-\frac{W_0 - W_i}{k\,T}} . \tag{8}$$

Questa espressione è (nè potrebbe essere altrimenti) della medesima forma di quella dedotta per via termodinamica [vedi (1)]; di diverso vi è soltanto il fattore $2\,D$ nell'espressione di A; il fattore D deriva, come abbiamo veduto, dalla circostanza che alcuni elettroni, pur possedendo un'energia sufficiente per superare la barriera di potenziale, vengono da questa riflessi; ed il fattore 2 dal fatto che, secondo le recenti ve-

dute, all'elettrone va attribuito un momento meccanico e magnetico con due possibilità di orientazione, in un campo esterno, il che raddoppia il numero di stati quantici compresi fra due determinati valori dell'energia. Di più, e questo è essenziale, viene precisato il significato della grandezza χ: essa appare come la differenza fra il lavoro d'estrazione W_0 dell'elettrone dal metallo e l'energia cinetica massima W_i, che posseggono gli elettroni di quel dato metallo allo zero assoluto. Viene messo in chiaro così che χ non dipende (almeno in prima approssimazione) dalla temperatura e può quindi essere considerata come una grandezza caratteristica di ciascun metallo.

La statistica classica forniva un risultato completamente diverso. Partendo dal medesimo modello, da cui siamo partiti (gas di elettroni considerato come un gas perfetto, ad un potenziale positivo rispetto al vuoto), si trovava infatti per χ un'espressione della forma:

$$\chi = W_0 + k\,T \log (C\,T^{3/2})$$

dove C è una grandezza indipendente da T; cosicchè per i risultava:

$$i = A'\,T^{1/2}\,e^{-\frac{W_0}{k\,T}} \,. \tag{9}$$

L'esperienza conferma pienamente la dipendenza della intensità di corrente dalla temperatura, che la teoria prevede, e che è caratterizzata da un rapidissimo aumento della prima all'aumentare della seconda.

Diamo come esempio i risultati ottenuti da Dushman e collaboratori sull'emissione del tungsteno puro.

TABELLA I

Temperatura assoluta	i (A/cm²)
1470°	$1{,}89 \times 10^{-8}$
1543°	$1{,}19 \times 10^{-7}$
1640°	$1{,}05 \times 10^{-6}$
1761°	$1{,}12 \times 10^{-5}$
1897°	$1{,}04 \times 10^{-4}$
2065°	$1{,}12 \times 10^{-3}$
2239°	$1{,}12 \times 10^{-2}$

Dai risultati sperimentali si sono potuti calcolare per i vari metalli i valori della costante χ. Alcuni dei valori ottenuti sono riassunti nella seguente tabella, dove le energie χ sono espresse in volt · e.

TABELLA II

Elemento	χ
K (a 30° C)	0,43 ÷ 0,48
Cu	4,38
Ag	4,08
Au	4,42
Zr	3,78
Th	3,27
Ta	4,2
Mb	4,33
W	4,48
Ur	3,28
Fe	4,04
Co	4,28
Ni	4,4
Pt	4,5 ÷ 6,35

Poichè l'andamento del fenomeno è determinato essenzialmente dal fattore esponenziale della formula (1), non è possibile determinare sperimentalmente A colla medesima esattezza, con cui si può determinare χ; e per questa medesima ragione non è neppur possibile decidere con sicurezza se nel fattore, che moltiplica l'esponenziale, T entri alla potenza 1/2 (come vorrebbe la statistica classica) o alla potenza 2 (come indica la statistica di Fermi). La conferma della statistica di Fermi riposa piuttosto sul fatto che l'esperienza fornisce per il fattore che moltiplica $1/(k\,T)$ nell'esponente un valore assai più piccolo del lavoro d'estrazione W_0, che si può calcolare misurando direttamente, per mezzo delle esperienze di diffrazione degli elettroni, il potenziale interno V_0 del metallo. Questo si accorda colla formula (8), dedotta dalla statistica di Fermi, in cui tale fattore appare come la differenza fra il lavoro d'estrazione W_0 e l'energia critica W_i data dalla (5); mentre contraddice alla formula (9), dedotta dalla statistica classica, in cui esso viene identificato senz'altro con W_0.

5. — Ci siamo occupati in tutto il paragrafo precedente della densità di corrente in regime di saturazione; abbiamo ammesso cioè che la differenza di potenziale fra elettrodo incandescente e collettore sia sufficiente ad eliminare gli effetti della carica spaziale. La densità di corrente allora varia di poco al variare della differenza di potenziale, ma non ne è (come ho accennato) completamente indipendente, in quanto la forza elettrica applicata all'elettrodo incandescente modifica leggermente l'andamento del potenziale nelle immediate vicinanze della superficie metallica ed influisce quindi sulla probabilità di fuoruscita degli elettroni.

Riferiamoci di nuovo alla curva (fig. 2), che dà l'andamento del potenziale in funzione della distanza dalla superficie del metallo. In assenza di campo elettrico esterno, il potenziale raggiunge sensibilmente il valore 0 ad una distanza di 10^{-4} cm dalla superficie dell'elettrodo. Se invece sull'elettrodo in questione agisce un campo elettrico sufficientemente intenso, tale cioè da produrre una sensibile caduta di potenziale in un tratto di 10^{-4} cm, il potenziale 0 non verrà raggiunto; per uscire dal metallo, in altre parole, l'elettrone dovrà compiere un lavoro $W_0 - \Delta W$, minore di quello che dovrebbe compiere se sull'elettrodo non agisse nessun campo esterno. Di conseguenza la densità di corrente termoionica subirà un aumento, pel quale Schottky ha calcolato l'espressione:

$$i = i_0 \, e^{\frac{4,39}{T} \sqrt{E}} \tag{10}$$

dove E rappresenta la forza elettrica in volt/cm, T la temperatura assoluta, i la densità di corrente osservata, i_0 quella che si osserverebbe in regime di saturazione, se questo potesse venir raggiunto con un campo infinitamente debole.

Coi valori del campo comunemente usati per ottenere la saturazione, questa correzione non è molto importante; occorre tuttavia tenerne conto, almeno nelle misure di una certa precisione. Volendo cioè dedurre dalla densità di corrente termoionica il valore della costante χ, bisogna introdurre nella formula (1) non il valore di i direttamente osservato, ma il valore i_0 da esso ottenuto applicando la correzione di Schottky (10).

6. — Per campi di grandissima intensità, la barriera di potenziale può subire una così notevole deformazione, da lasciar sfuggire un gran numero di elettroni, anche alla temperatura ambiente. Questo fenomeno, detto della « scarica fredda » è intimamente legato alle proprietà ondulatorie degli elettroni; poichè esso non rientra nel campo degli effetti termoionici propriamente detti, ne darò soltanto un breve cenno.

Abbiamo ammesso finora che potessero uscire dal metallo soltanto quegli elettroni, la cui energia cinetica era sufficiente per sorpassare la barriera di potenziale. Questo non è completamente esatto. Secondo i risultati della meccanica ondulatoria, ed in contraddizione con quelli della meccanica classica, sussiste una certa probabilità di fuoruscita anche per gli elettroni, la cui energia cinetica sia minore del lavoro d'estrazione W_0; gli elettroni cioè possono *passare attraverso* la barriera di potenziale, senza bisogno di superare il culmine. Questa probabilità però è straordinariamente piccola, eccetto nel caso in cui il campo elettrico provochi una caduta così rapida del potenziale, da far sì che il tratto nel quale l'energia potenziale è maggiore dell'energia cinetica con cui gli elettroni giungono alla superficie del metallo sia dello stesso ordine

di grandezza della lunghezza d'onda di De Broglie : $\lambda = h/(m\,v)$, ad essi associata.

Secondo la statistica di Fermi, vi è sempre un gran numero di elettroni di energia eguale o poco inferiore all'energia critica W_i. Quando, all'aumentare progressivo del campo, accade che la barriera di potenziale acquisti una sensibile trasparenza per elettroni di energia W_i, si deve quindi avere una emissione assai intensa. La teoria permette di calcolare approssimativamente la densità di corrente in funzione dell'intensità del campo e l'esperienza sembra confermare, anche quantitativamente, i risultati teorici. I campi, che occorrono per produrre la scarica fredda, sono dell'ordine di grandezza di 10^7 volt/cm.

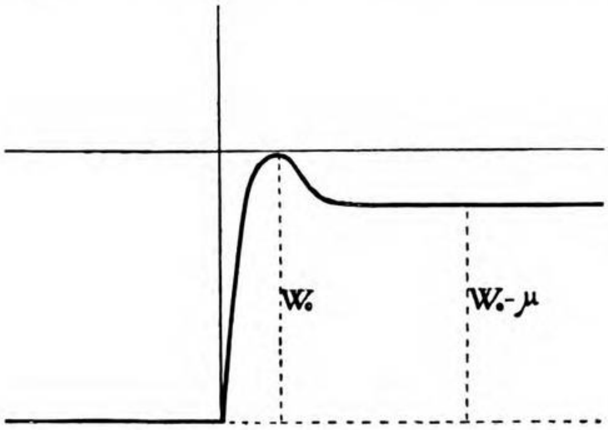


Fig. 4. — Influenza delle impurità superficiali sull'andamento del potenziale.

7. — Rimane ancora da parlare dell'influenza, che le sostanze estranee presenti alla superficie dei metalli esercitano sulla loro emissione termoionica. Questa influenza è, in certi casi, notevolissima : a 1500° K, per esempio, il tungsteno puro ha un'emissione di 10^{-7} A/cm²; questa densità di corrente sale a $1{,}8 \cdot 10^{-2}$ A/cm² quando sulla sua superficie si trova uno strato monoatomico di torio, mentre si abbassa a 10^{-13} A/cm² quando la sua superficie venga ossidata.

L'azione delle impurità superficiali viene ricondotta alla formazione di un doppio strato elettrico. Nel caso in cui la sostanza estranea assorbita sia più elettropositiva del metallo base, gli atomi assorbiti cedono a questo alcuni dei loro elettroni; o, per lo meno, le traiettorie di questi ultimi vengono deformate in modo che il loro centro di gravità risulta spostato verso l'interno del metallo, rispetto ai nuclei positivi. Il doppio strato, che così si forma, ha la faccia positiva rivolta

verso l'esterno e facilita quindi la fuoruscita degli elettroni, in quanto diminuisce il lavoro di estrazione. L'opposto accade quando la sostanza assorbita è più elettronegativa del metallo base.

Consideriamo un po' più da vicino il primo caso. Quando la superficie del metallo è perfettamente pulita, l'andamento del potenziale è all'incirca quello rappresentato dalla fig. 2. Quando sulla superficie del metallo vi è un doppio strato colla faccia positiva all'esterno, l'andamento del potenziale risulterà modificato nel modo indicato dalla fig. 4. Il potenziale cioè decrescerà ancora dal valore V_0, che possiede nell'interno del metallo, quasi fino a 0 ma poi aumenterà di nuovo rapidamente di una quantità corrispondente al salto di potenziale prodotto dal doppio strato.

Corrispondentemente, l'energia potenziale dell'elettrone aumenterà prima fino a W_0 e decrescerà quindi tendendo ad un valore $W_0 - \mu$ più piccolo di W_0.

Ora, mentre, secondo la meccanica classica, un elettrone può sfuggire dal metallo soltanto se possiede un'energia cinetica superiore al valore *massimo* W_0 dell'energia potenziale, secondo la meccanica ondulatoria basta per ciò che la sua energia cinetica superi il valore assintotico $W_0 - \mu$; giacchè la barriera di potenziale al di sopra di $W_0 - \mu$, essendo di piccolissimo spessore, non costituisce per gli elettroni una barriera insormontabile.

Alla quantità W_0, che entra nella formula (8) dell'emissione, valida per il metallo puro, dovremo quindi sostituire la quantità $W_0 - \mu$; per una data temperatura, la diminuzione di W_0 e quindi di χ porterà un notevolissimo aumento nel valore dell'esponenziale. Si dimostra poi che viceversa l'andamento del potenziale determinato dal doppio strato deve abbassare notevolmente la trasparenza D, e quindi il valore della costante A. Ambedue questi risultati teorici sono pienamente confermati dall'esperienza: per il tungsteno puro si ha per esempio $\chi = 4{,}48$ volt $\cdot\, e$, $A = 60$ ampere/(cm^2 · gradi^2); per il tungsteno coperto di uno strato monoatomico di torio $\chi = 2{,}61$, $A = 3$. Di questi due effetti, che agiscono in senso opposto sull'intensità della corrente termoionica, predomina generalmente di gran lunga il primo; cosicchè, come abbiamo veduto, la presenza del doppio strato colla faccia positiva all'esterno aumenta grandemente l'emissione termoionica.

Per quel che riguarda la struttura dello strato superficiale, esso sembra essere, nella maggioranza dei casi, monoatomico; gli atomi della sostanza estranea cioè verrebbero a collocarsi regolarmente sulla superficie del metallo base, in una disposizione determinata dalla struttura cristallina di questo. La potenza del doppio strato, in prima approssimazione almeno (e sempre che esso sia monoatomico), può ritenersi proporzionale al numero di atomi della sostanza estranea presenti per cm^2.

Il meccanismo, col quale si forma lo strato superficiale, può essere di diversa natura. Particolarmente importante, anche per le applicazioni pratiche, è il caso di uno strato monoatomico di torio sopra un elettrodo di tungsteno. Questi elettrodi di *tungsteno toriato,* che presentano, come abbiamo veduto, un'elevatissima emissione, si ottengono aggiungendo alla polvere di tungsteno, che serve per la preparazione dei filamenti, una piccola percentuale (1 o 2 %) di ossido di torio. A temperatura molto elevata l'ossido di torio si riduce; il torio si diffonde verso la superficie, di dove poi evapora nel vuoto. Per ogni determinata temperatura si stabilisce un equilibrio statistico fra gli atomi di torio, che continuamente giungono alla superficie, e quelli che se ne partono; equilibrio a cui corrisponde una determinata concentrazione superficiale degli atomi di torio. Verso i 2000° K lo strato superficiale di torio può ritenersi completo; tutti i posti disponibili alla superficie del reticolo cristallino del tungsteno sono cioè occupati da altrettanti atomi di torio. Ciò avviene perchè a quella temperatura il processo di diffusione è già sufficientemente rapido, mentre l'evaporazione è ancora assai lenta. Per meglio dire, è lenta l'evaporazione *spontanea;* sussiste praticamente soltanto l'evaporazione *indotta.* Gli atomi di torio cioè abbandonano la superficie del tungsteno solo quando nuovi atomi di torio, diffondendosi verso la superficie, vengono ad occupare il loro posto e ne provocano la fuoruscita, non potendo un medesimo posto nel reticolo cristallino del tungsteno essere occupato da più di un atomo di torio.

Se ora raffreddiamo l'elettrodo al di sotto di 1900° K, anche il processo di diffusione praticamente si arresta e le sue condizioni rimangono immutate. Normalmente perciò si sceglie come *temperatura di funzionamento* quella di 1500° K; mentre i 2000° K costituiscono la *temperatura di formazione.* A temperature più elevate (verso i 2500° K) si ha una rapida evaporazione spontanea, non compensata da una altrettanto rapida diffusione; in condizione d'equilibrio, il numero di atomi di torio alla superficie del tungsteno è quindi assai piccolo. Portando il filamento ad una temperatura di 2500° K e raffreddandolo poi rapidamente al di sotto di 1900° K in modo da arrestare, insieme col processo di evaporazione, anche quello di diffusione, esso risulta disattivato.

In altri casi, lo strato superficiale è costituito di atomi, che giungono sull'elettrodo dall'esterno. Questo avviene per esempio quando un elettrodo di tungsteno si trova nel vapore di cesio, i cui atomi, depositandosi sull'elettrodo, formano pure (come gli atomi di torio) un doppio strato superficiale che facilita l'emissione.

Tracce anche minime di ossigeno o di vapor acqueo abbassano viceversa notevolissimamente l'emissione perchè formano un doppio strato colla faccia negativa all'esterno.

Un aumento dell'emissione produce invece l'idrogeno sia

sugli elettrodi di tungsteno, sia, sopratutto, sugli elettrodi di platino. In quest'ultimo caso però non sembra trattarsi di un semplice effetto superficiale, giacchè il platino è notoriamente capace di occludere grandi quantità di idrogeno, il quale probabilmente modifica in modo essenziale la struttura interna del metallo.

8. — Per quel che riguarda infine l'emissione degli ossidi, mi limiterò ad un breve cenno perchè l'intimo meccanismo del fenomeno non è ancora chiaro.

Già nel 1904 Wehnelt osservò che gli ossidi dei metalli alcalini ed alcalino-terrosi posseggono un'emissione termoionica straordinariamente intensa. Il valore della corrente termoionica però non è, come nel caso degli elettrodi metallici, una funzione della temperatura ben determinata per ciascuna sostanza. Elettrodi apparentemente eguali presentano emissioni spesso assai diverse; di più l'intensità varia più o meno irregolarmente col tempo e dipende in modo essenziale dalla preparazione.

Fra le diverse teorie avanzate per spiegare l'emissione degli ossidi, mi limito ad accennare a quella, che oggi ritengo più accreditata, secondo la quale l'ossido verrebbe decomposto per azione elettrolitica, l'ossigeno evaporerebbe, ed il metallo si diffonderebbe verso la superficie, formandovi piccole isole, dotate di un elevato potere di emissione per lo spiccato carattere elettropositivo dei metalli alcalini ed alcalino-terrosi.

9. — L'intensità della corrente termoionica, anche mantenendo rigorosamente costanti tutte le condizioni dell'esperienza (temperatura dell'elettrodo incandescente, differenze di potenziale, ecc.), subisce nel tempo piccole ed irregolari fluttuazioni, che hanno grande importanza nell'uso pratico dei tubi termoionici perchè limitano l'amplificazione raggiungibile con essi.

Una delle cause di queste fluttuazioni (ed anzi la causa principale, quando l'intensità della corrente termoionica è sufficientemente piccola) va ricercata nella struttura corpuscolare dell'elettricità. Rammento che abbiamo determinato l'intensità dell'emissione termoionica calcolando il numero di elettroni, che sfuggono per unità di tempo dall'elettrodo incandescente. Più esattamente, quello che abbiamo calcolato è il valore medio di questo numero e corrispondentemente il valore medio dell'intensità di corrente; giacchè, essendo l'emissione degli elettroni un fenomeno di carattere casuale, il numero degli elettroni emessi in intervalli di tempo τ eguali non è sempre lo stesso, ma subisce fluttuazioni statistiche, che si traducono in fluttuazioni della intensità media di corrente, misurata in questi intervalli di tempo. Secondo un teorema di calcolo delle probabilità, il valore medio $\overline{i^2}$ del quadrato di queste fluttuazioni

è dato da:

$$\overline{i^2} = \frac{i_0 \, e}{\tau} \tag{11}$$

dove i_0 è l'intensità media della corrente termoionica ed e la carica dell'elettrone.

Si studia generalmente il fenomeno ponendo in parallelo sul tubo un circuito oscillante e misurando le fluttuazioni di tensione, che si producono ai suoi estremi. La teoria fornisce per il valor medio $\overline{v^2}$ del quadrato di queste fluttuazioni l'espressione:

$$\overline{v^2} = e \, i_0 \frac{\omega_0^2 L}{2R} \tag{12}$$

dove ω_0 è la pulsazione corrispondente alla frequenza propria del circuito, L l'autoinduzione ed R la resistenza.

Oltre al fenomeno descritto, detto da Schottky « Schroteffekt » ossia « effetto di mitraglia », si producono talora (particolarmente quando la corrente termoionica è piuttosto intensa) delle fluttuazioni di corrente pure di carattere statistico, ma di origine diversa e spesso di assai maggior entità. Esse vengono ricondotte a modificazioni casuali nello stato della superficie emittente e sono state denominate da Schottky « Funkeleffekt » ossia « effetto di scintillazione ». Caratteristico di questo fenomeno è il suo rapido incremento all'aumentare dell'intensità di corrente e il fatto che le fluttuazioni sono, in questo caso, più lente che nel caso precedente; cosicchè l'effetto risulta tanto più marcato rispetto allo « Schroteffekt » quanto minore è la frequenza propria del circuito oscillante adoperato per studiarlo.

E' stata svolta una teoria del « Funkeleffekt », che sembra corrispondere abbastanza bene ai fatti sperimentali, immaginando le modificazioni casuali delle superficie, le quali danno luogo alle fluttuazioni della corrente termoionica, come dovute a singoli atomi di sostanze estranee, che vi si depositano dal gas circostante, o che vi giungono per diffusione dall'interno del metallo, e che successivamente evaporano.

RECENTI PROGRESSI NELLA COSTRUZIONE DEI TUBI ELETTRONICI

CARLO MATTEINI

Si riassumono i progressi compiuti in questi ultimi anni nella costruzione dei tubi elettronici ad alto vuoto usati nella tecnica delle comunicazioni. Dopo aver ricordato la evoluzione verificatasi nei varî tipi di tubi con l'aggiunta di nuovi elettrodi, si espongono i progressi attuati nel campo dei catodi e si accenna ai più importanti particolari di costruzione dei tubi riceventi e trasmettenti. Si ricordano i progressi compiuti nei riguardi dei tubi ad anodo raffreddato di potenza sempre maggiore e si descrivono alcuni particolari costruttivi di triodi di potenza fino a 300 kW.

Si accenna brevemente ai tubi multipli e a comando esterno, esponendo infine i progressi realizzati nei tubi a vapori di mercurio a catodo incandescente.

Introduzione.

I tubi elettronici, usati nella tecnica moderna, comprendono una grande varietà di tipi, che vanno dal tubo ad alto vuoto, largamente usato nella tecnica delle comunicazioni, al raddrizzatore a vapori di mercurio di grande potenza, dalla cellula fotoelettrica al tubo per raggi X.

In questa nota ci limitiamo a trattare principalmente di quelli ad alto vuoto, i quali, per la molteplicità dei tipi, costituiscono già da soli un importante ramo delle tecnologie moderne. Daremo poi un brevissimo cenno dei tubi a vapori di mercurio, i quali stanno assumendo una importanza sempre più grande.

Dal punto di vista dell'esame delle caratteristiche costruttive è conveniente stabilire una classificazione dei varî tipi di tubi, la quale può essere fatta sia in base alle funzioni che disimpegnano (amplificatori, oscillatori, rivelatori, ecc.) sia in base al tipo di apparecchi in cui vengono usati (riceventi e trasmettenti). Per ognuna delle funzioni predette si hanno molti tipi e dal punto di vista costruttivo sembra più logico ricorrere alla seconda classificazione, pur essendo difficile stabilire esattamente il limite di queste due categorie, dato che taluni tipi sono impiegati promiscuamente tanto per la trasmissione quanto per la ricezione.

Tubi riceventi.

1. — *Generalità.* — Le funzioni disimpegnate dai tubi elettronici nei moderni radioricevitori sono sostanzialmente le stesse di quelle disimpegnate nel passato nei primi apparecchi a triodi.

Mentre però i primi tubi realizzati avevano quelle caratteristiche che la loro prima rudimentale preparazione aveva permesso di ottenere e non avevano quindi alcuna relazione con le condizioni di impiego, il successivo evolversi della tecnica ha permesso da un lato di definire quali dovevano essere le migliori caratteristiche per ottenere i differenti scopi che si devono conseguire in un ricevitore, introducendo anche funzioni completamente nuove; dall'altro ha consentito di migliorarne sempre più la costruzione e di esaltare così per ogni tipo le particolari caratteristiche che interessano. Nel periodo attuale ciò ha portato alla creazione di un gran numero di tipi, ma dato che ormai si vanno sempre più definendo le varie applicazioni è logico pensare che si possa ben presto addivenire ad una normalizzazione dei tipi, con evidenti vantaggi economici da parte dei costruttori e degli utenti.

In linea generale si può osservare che, a parte i perfezionamenti intrinseci dei catodi e dei particolari di costruzione, si è delineata la tendenza ad aumentare il numero degli elettrodi per ripartire più razionalmente, fra organi opportunamente studiati, i varî compiti che debbono essere assolti per l'efficace funzionamento del tubo elettronico. Infatti troviamo, che, per esempio, nel triodo il controllo del moto degli elettroni è esercitato, oltre che dalla griglia, anche dalla placca, per gli inevitabili effetti di reazione che si manifestano fra anodo e griglia. Nei tetrodi a griglia schermo si verifica già una maggiore ripartizione di compiti, poichè il quarto elettrodo ha appunto lo scopo di eliminare quest'ultimo effetto. È seguendo questo concetto che il pentodo, nato per estendere all'amplificazione di potenza a frequenza acustica i vantaggi delle peculiari caratteristiche del tetrodo, viene adesso adottato, con opportune modifiche, nel campo dell'amplificazione a radiofrequenza.

Nei tipi più recenti di pentodi si è addirittura portata ad un morsetto esterno la nuova griglia ausiliaria, che nei primi tipi era connessa direttamente al filamento. Si ha così la possibilità di usare questo elettrodo come una griglia di campo e di avere un altro elemento a disposizione per modificare le caratteristiche di funzionamento del tubo.

Nei riguardi dei poliodi si deve accennare ad una variante costruttiva che è stata apportata nei tetrodi a griglia schermo. Come è noto, con tali tubi la tensione impressa alla griglia deve essere mantenuta entro limiti molto modesti per evitare distorsione nell'amplificazione e il fenomeno della diafonia. Nel caso di segnali forti si ha quindi inevitabilmente distorsione, la quale risulta ancora accresciuta dal fatto che per ridurre l'am-

plificazione (ciò che è necessario per i segnali molto forti) si aumenta la polarizzazione negativa o si diminuisce la tensione di schermo dei tetrodi a radiofrequenza, con il risultato di spostarsi verso la regione nella quale le caratteristiche sono sempre più curve. Per eliminare questo inconveniente sono stati sviluppati i tubi a coefficiente di amplificazione variabile (multi-mu), nei quali un'appropriata struttura degli elettrodi rende il coefficiente di amplificazione del tubo funzione della tensione di polarizzazione di griglia. La struttura degli elettrodi che consente di ottenere questi risultati può essere di vario tipo: si può fare uso di elettrodi di diametro variabile, come è indicato

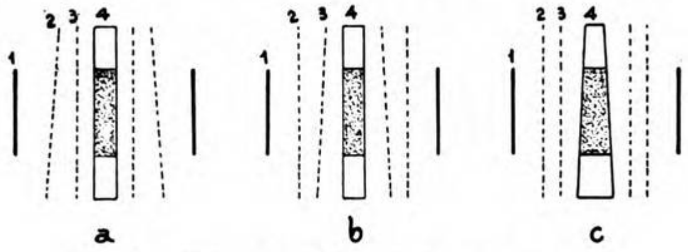


Fig. 1. — Sezione degli elettrodi di tetrodi multi-mu:
a) con schermo di diametro variabile
b) con griglia » » »
c) con catodo » » » .
1 anodo - 2 schermo - 3 griglia - 4 catodo.

ad esempio nella fig. 1; si può fare uso di una griglia a passo variabile, sia con continuità sia a salti; si può disporre il catodo in posizione eccentrica o inclinata; e infine si può usare una combinazione di questi vari dispositivi.

La tendenza sopra accennata di aumentare il numero degli elettrodi ha portato recentemente all'attuazione di un esodo, cioè di un tubo con quattro griglie oltre l'anodo e il catodo; esso viene costruito in due tipi: come rivelatore-oscillatore oppure come amplificatore ad alta frequenza. Il primo permette di costituire lo stadio rivelatore-oscillatore con circuiti più semplici ed evita al tempo stesso il passaggio delle oscillazioni locali sull'antenna e le conseguenti irradiazioni disturbatrici. Il secondo consente una facile regolazione della intensità di uscita dei segnali, senza introdurre cause di distorsione, e permette di ottenere più facilmente il controllo automatico dell'intensità.

Merita infine di essere ricordato l'eptodo, con cinque griglie, allestito per conseguire scopi analoghi a quelli sopra indicati per l'esodo rivelatore-oscillatore.

2. — *Catodi.* — Il progresso sostanziale nello sviluppo dei tubi riceventi è stato ottenuto col perfezionamento dei filamenti. I catodi dei tubi moderni infatti, oltre ad aumentare for-

temente il rendimento dei tubi per la minore energia richiesta per il loro riscaldamento, hanno consentito di ottenere correnti di saturazione sempre più elevate e in conseguenza una maggiore conduttanza mutua (parametro questo che meglio di ogni

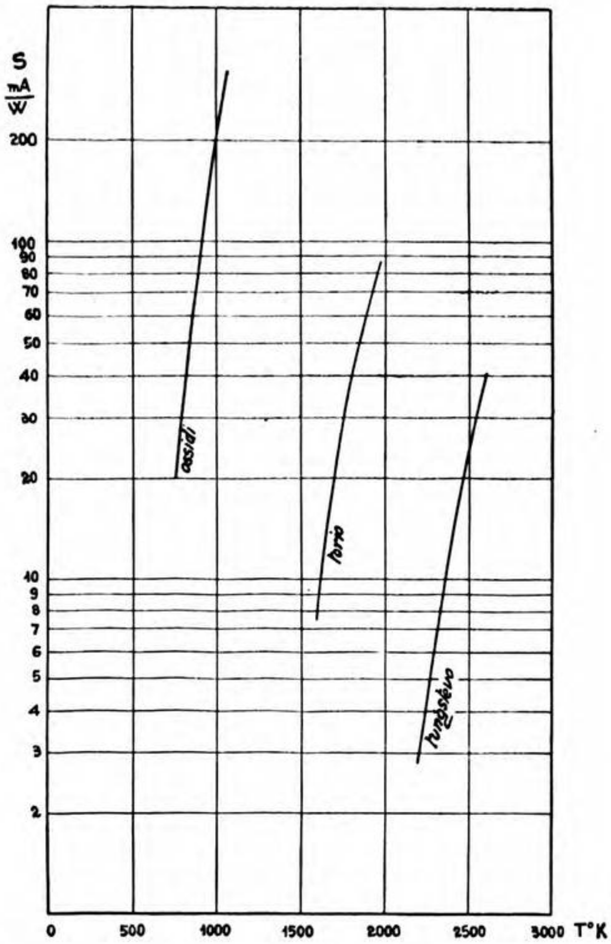


Fig. 2. — Emissione elettronica specifica s in funzione della temperatura assoluta per catodi di tungsteno, di tungsteno toriato e ad ossidi.

altro dà un'idea globale dell'attitudine del tubo a funzionare come amplificatore e come generatore). A questo riguardo si può ricordare che i migliori tubi usati una decina di anni fa avevano una conduttanza mutua che si aggirava intorno ai

$400 \div 500$ micromho, mentre nei tubi moderni si hanno conduttanze mutue dell'ordine di 3000 micromho e più. Un'idea delle differenti proprietà dei vari tipi di filamenti, che sono stati successivamente adottati, e dei vantaggi che essi presentano, può aversi considerando per ciascuno di essi le normali temperature di lavoro e le conseguenti emissioni specifiche (s), in milliampere di corrente elettronica per watt speso per il riscaldamento del catodo:

Tungsteno puro .	$T = 2400° - 2500°$ K	$s = 6 - 10$ mA/W
Tungsteno toriato	$T = 1700° - 1800°$ K	$s = 30 - 50$ mA/W
Ossidi . . .	$T = 900° - 1000°$ K	$s = 40 - 200$ mA/W.

I diagrammi della fig. 2 mostrano il modo di variare della emissione specifica in funzione della temperatura, per i tre differenti tipi di catodi.

L'uso dei filamenti ad ossidi, dato il loro elevato rendimento, si è rapidamente diffuso e oggidì infatti tutti i tubi riceventi e anche alcuni tubi trasmettenti di limitata potenza e con modesta tensione anodica impiegano catodi di questo genere.

Le maggiori emissioni elettroniche così ottenute hanno permesso di seguire la richiesta di una sempre maggior potenza ricavabile dagli apparati riceventi e in generale da tutte le applicazioni, sempre più numerose, di conversione di energia elettrica in energia sonora.

Mentre la realizzazione dei filamenti di tungsteno e di quelli di tungsteno al torio è venuta direttamente dalla tecnica delle lampadine per illuminazione, salvo a studiare, per i secondi, metodi opportuni che consentissero di ottenere lo strato monoatomico di torio alla superficie del filamento, per i catodi ad ossidi si è dovuta sviluppare tutta una tecnica speciale.

Come è noto questi ultimi derivano dai classici catodi del Wehnelt e pertanto, in ordine cronologico, sono anteriori ai filamenti toriati. Il loro uso pratico è però relativamente recente, in quanto i primi procedimenti di costruzione erano imperfetti e i filamenti ottenuti davano luogo a funzionamento irregolare. I procedimenti primitivi consistevano nel ricoprire il filo supporto (generalmente platino-iridio) con successivi strati di una miscela contenente l'ossido prescelto e ne risultava quindi un filamento irregolare, il cui strato esterno era fragilissimo e molto facilmente compromesso dagli eventuali gas residui.

I sistemi moderni consistono nell'ottenere il rivestimento mediante il deposito di vapori della sostanza voluta, oppure meccanicamente con un sistema simile a quello usato per la verniciatura a spruzzo. I migliori risultati si hanno quando il deposito di ossido è fatto sopra un materiale capace di costituire una lega con il metallo alcalino-terroso; a questo riguardo le sostanze più adatte per servire da supporto sono il nichel e il rame. I composti usati per formare il rivestimento variano secondo le varie ditte costruttrici. Una scelta razionale

delle sostanze da usare può farsi partendo dalle emissioni specifiche che presentano i vari corpi semplici ad una data temperatura. I corpi che presentano le più alte proprietà emissive sono i seguenti (a fianco di ciascuno è indicata la emissione specifica in mA/W per una data temperatura):

Calcio 30 - Stronzio 60 - Bario 250 - Ittrio 40 - Lantanio 120 - Torio 5,5.

Si comprende quindi come il bario sia una delle sostanze più largamente usata. Migliori risultati si ottengono quando non si adoperi un solo corpo isolato, ma si usino miscugli. Infatti dalla fig. 3 si può rilevare come varia, per una data

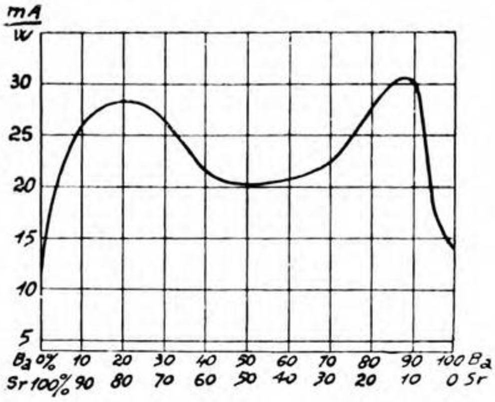


Fig. 3. — Dipendenza dell'emissione elettronica specifica dalle proporzioni di Ba e di Sr per un catodo ad ossidi.

temperatura, l'emissione specifica del miscuglio Ba - Sr al variare della percentuale delle due sostanze e si osserva che ad esempio per la proporzione 88 % Ba e 12 % Sr si ha la maggiore emissione, la quale è notevolmente superiore a quella che si ottiene con il solo Ba.

Le miscele oggi più usate sono quelle Ba - Sr e Ba - Ca. L'aggiunta di queste sostanze, oltre ad essere vantaggiosa, come si è visto, nei riguardi della emissione, è anche utile per ottenere una maggiore uniformità nello spessore del rivestimento.

Le minori temperature di lavoro influiscono favorevolmente sulla durata dei tubi, la quale dipende esclusivamente dalla vita del catodo. Infatti in media si può ritenere che la durata dei tubi con catodi ad ossidi sia circa tripla di quella con catodi di tungsteno puro, essendo passata da un valore medio di 800-1000 ore per questi ultimi a un valore di 3000 ore e più per i primi.

Lo sviluppo dei filamenti ad ossidi ha inoltre consentito la realizzazione dei tubi con catodo a riscaldamento indiretto, i

quali hanno permesso di risolvere in modo soddisfacente il problema dell'alimentazione integrale dei radioricevitori dalla rete industriale.

Nei riguardi dei catodi continuano le ricerche delle case costruttrici per migliorarne sempre più l'efficienza ed infatti anche nei catodi a riscaldamento indiretto, sui quali è oggi rivolta la maggiore attenzione dei costruttori, si nota una continua evoluzione. Gli ultimi tipi di tubi della R. C. A. presentano una diminuzione di circa il 40 % della potenza spesa per l'accensione, pur avendo caratteristiche migliori dei tipi precedenti nei riguardi della emissione elettronica.

Recentemente è stata tentata anche l'applicazione di triodi a catodo freddo, nei quali l'emissione elettronica è ottenuta sfruttando il fenomeno fotoelettrico. Si tratta di speciali cellule fotoelettriche fornite di griglia, alle quali viene assicurata una illuminazione costante per mezzo di una lampadina elettrica. Questa prima applicazione è rimasta per ora nella fase sperimentale ed è stata realizzata più che altro a scopo di curiosità, ma non è da escludere che nel futuro possa assumere larghi sviluppi.

3. — *Tubi finali*. — Lo sviluppo della radiodiffusione, della cinematografia sonora e in generale degli impianti di amplificazione acustica ha richiesto un continuo incremento della potenza erogata dagli amplificatori e conseguentemente è andata aumentando la richiesta di tubi di potenza sempre maggiore, per gli stadi finali. Di qui gli sforzi dei costruttori per cercar di realizzare tubi di potenza sempre crescente, i quali fossero di prezzo non eccessivamente elevato e potessero funzionare con modeste tensioni anodiche, non potendosi concepire di fare usare da profani, come sono la maggioranza degli utenti di questi apparecchi, tubi che funzionano con tensioni dell'ordine del migliaio di volt. Un primo passo in questo senso è stato fatto con il pentodo che, con tensioni anodiche ancora basse (200-400 V), è capace di dare notevoli potenze con una modesta ampiezza della tensione impressa alla griglia; d'altra parte con questo si hanno maggiori distorsioni, a causa della produzione di elevate armoniche dispari, e si incontrano difficoltà per l'elevata impedenza che deve avere il circuito di utilizzazione.

Un ulteriore accrescimento della potenza ottenibile da un tubo, senza d'altra parte aumentarne le dimensioni e la tensione anodica, può aversi attraverso una sostanziale modifica dei criteri fin qui seguiti per l'amplificazione a frequenza acustica. Come è noto, il sistema normale di amplificazione si fonda sul principio di far lavorare il tubo intorno a un valor medio di corrente anodica leggermente superiore all'ampiezza della componente alternativa della corrente anodica (amplificatori classe A). In queste condizioni la potenza dissipata dall'anodo è quasi uguale a quella assorbita dal tubo e il rendimento di conversione è di circa il 20 %.

La tendenza che si va delineando adesso è quella di appli-

care, anche nel campo delle frequenze acustiche, il sistema usato in molti amplificatori a radiofrequenza, consistente nel far passare la corrente anodica solo per mezzo periodo (amplificatori classe B). In questi amplificatori la polarizzazione di griglia è tale che, in assenza di tensione di eccitazione, la corrente anodica è zero e quindi è nulla la potenza dissipata. Il rendimento è molto più alto di quello degli amplificatori di classe A, perchè, essendo la potenza dissipata proporzionale all'ampiezza del segnale, il valor medio di essa è, a parità di altre condizioni, molto minore per un amplificatore della classe B che per uno della classe A. Come ordine di grandezza si può dire che le potenze dissipate stanno nella proporzione di 1 a 6.

Con gli amplificatori classe B si hanno però due cause di distorsione: la presenza della corrente di griglia, rigorosamente eliminata negli amplificatori di vecchio tipo, e la produzione di numerose armoniche. In un amplificatore a radiofrequenza queste sono eliminate dall'effetto selettivo dei circuiti, ma anche per le frequenze acustiche questi inconvenienti possono essere eliminati ricorrendo allo schema simmetrico, poichè in tal modo ciascun triodo, quando eccitato da una tensione sinusoidale, fornisce una semionda sinusoidale al circuito di utilizzazione.

Per l'amplificazione di potenza si stanno quindi sviluppando tipi di triodi particolarmente adatti all'amplificazione classe B, cioè con elevato coefficiente di amplificazione e con caratteristiche nelle quali la curvatura della parte iniziale è ridotta al minimo. Poichè, a parità di potenza, la dissipazione in questi tubi è molto minore che negli altri usati per l'amplificazione classe A, anche le dimensioni della placca e quindi del palloncino possono essere molto ridotte, favorendo così la tendenza attuale di costruire apparecchi riceventi sempre più piccoli e più compatti.

4. — *Particolari di costruzione.* — Dal punto di vista costruttivo i tubi per ricezione hanno tutti caratteristiche presso a poco uguali. A similitudine di quanto è avvenuto per le lampade a incandescenza i palloncini dei tubi elettronici sono oggi tutti senza punta e il vuoto viene praticato a mezzo di un tubetto di vetro, saldato al supporto dei reofori. L'estremità del tubetto, che a vuoto ultimato viene chiusa con un colpo di fiamma, si trova nell'interno della virola, risultando quindi molto più protetta da eventuali urti di quello che non fosse prima la punta all'estremità del palloncino.

Per gli innesti, attraverso accordi internazionali, si è giunti ormai ad una normalizzazione che comporta due tipi: europeo e americano. Nell'uno e nell'altro caso è stato abbandonato il tipo di innesto a molla ed è stato sostituito con innesti rigidi.

La preparazione dei reofori, la costruzione dei supporti dei reofori, la piegatura dei fili di sostegno degli elettrodi e gli elettrodi stessi vengono tutti fatti a macchina. Il metallo pre-

valentemente usato è il nichel. Per le griglie spesso è adoperato il molibdeno e in rari casi, come ad esempio per i tubi per microonde, il tungsteno (dato che in questi tubi la griglia si trova ad un potenziale fortemente positivo e deve quindi dissipare una notevole potenza).

La tendenza generale è quella di usare elettrodi piani, perchè ciò consente di diminuire la resistenza interna dei tubi e d'altra parte permette di dare una più razionale sistemazione, con un conseguente migliore sfruttamento, ai moderni filamenti, i quali, lavorando a più basse temperature, hanno anche maggiore lunghezza.

Con i tubi a riscaldamento indiretto del catodo, il quale molte volte è costituito da un cilindretto metallico, nel cui

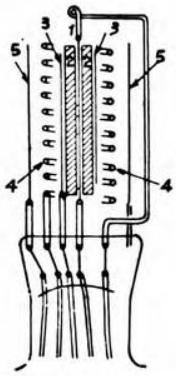


Fig. 4. — Sezione schematica di un triodo a riscaldamento indiretto. 1 filo scaldatore - 2 tubicino isolante - 3 catodo ad ossidi - 4 griglia - 5 anodo.

interno, separato da un tubetto metallico, sta il filo scaldatore (fig. 4), spesso si fa uso, per comodità di costruzione, di elettrodi a struttura cilindrica.

Importante è la questione del montaggio del filamento, che deve essere centrato rispetto agli elettrodi e mantenuto ad una giusta tensione: da questa infatti dipende l'eventuale effetto microfonico del tubo. Se n'è veramente ridotta l'importanza con i filamenti ad ossidi che, lavorando a basse temperature, subiscono dilatazioni piccolissime e perciò non hanno bisogno di alcuna tensione.

Per quello che riguarda i vetri per la fabbricazione dei palloncini si può osservare che in questo caso, essendo limitate le quantità di calore da smaltire, ed essendo limitate le tensioni anodiche usate, non è necessario usare vetri con caratteristiche molto speciali e quindi i vetri a base di minio, largamente usati nella costruzione delle lampadine elettriche, per

le loro proprietà di essere facilmente lavorabili, di essere opachi ai raggi ultravioletti e di contenere una modesta quantità di gas occlusi, sono usati anche per la costruzione dei tubi riceventi.

Una interessante novità, applicata recentemente dalla Marconi Osram, consiste nel seguire, per la costruzione dei tubi riceventi, gli stessi criteri fin qui seguiti per i trasmittenti di grande potenza, cioè usare l'anodo come parte dell'involucro esterno. In tal modo si viene ad ottenere una minore fragilità, una diminuzione della parte in vetro che è molte volte fonte di perdite di energia, una diminuzione delle dimensioni, una migliore schermatura e una più facile dissipazione del calore, specialmente per i tubi finali.

L'ingresso di questi tubi nel campo pratico è troppo recente perchè sia possibile riferire intorno ai risultati ottenuti. Comunque, si tratta certo di un interessante tentativo nella tecnica dei tubi elettronici ed è probabile che sia questo il punto di partenza di una differenziazione sempre più netta dalle lampade elettriche, i cui criteri costruttivi sono stati finora la base della tecnologia dei tubi.

5. — *Vuoto.* — Per la produzione del vuoto sono generalmente adottate le pompe a condensazione di vapore di mercurio, che consentono di ottenere un vuoto uguale a quello delle pompe molecolari meccaniche, pur essendo molto più semplici ed economiche di queste e potendo essere facilmente costruite da ogni buon soffiatore di vetro. Con queste pompe si ha in media una velocità di esaurimento di 3700 cm^3/sec, che in taluni casi può arrivare fino a 7000 cm^3/sec. Da questo punto di vista si è quindi in condizioni migliori che con le pompe meccaniche, con le quali si hanno velocità dell'ordine di 2300 cm^3/sec.

L'ulteriore perfezionamento del vuoto viene effettuato per mezzo di assorbenti metallici (*getters*), fra i quali quello universalmente adottato è il magnesio.

Per il riscaldamento degli elettrodi nell'interno del palloncino, durante la vuotatura, non viene più usato il sistema del bombardamento elettronico, dato anche che questo costituirebbe un cimento troppo grave per i catodi speciali, ma si impiegano esclusivamente forni a induzione ad alta frequenza.

Un alto grado di vuoto è essenziale per i tubi elettronici, anzitutto perchè il funzionamento di un triodo come amplificatore si basa sul fenomeno della carica spaziale e quindi tutte le cause che intervengono a diminuirla, come la ionizzazione dei gas residui, sono nocive per l'amplificazione. In secondo luogo perchè anche modeste tracce di gas provocano irregolarità di funzionamento, che si traducono in un aumento del livello dei rumori di fondo. Tali rumori crescono rapidamente con l'aumentare della pressione interna e divengono intollerabili

quando detta pressione supera i 10^{-4} mm di Hg. In media nei buoni tubi del commercio essa è dell'ordine di $10^{-5} \div 10^{-6}$ mm di Hg.

6. — *Caratteristiche generali.* — I perfezionamenti introdotti nella tecnica costruttiva e l'estendersi della fabbricazione a macchina in grandi serie hanno permesso di ottenere una buona omogeneità nei diversi tipi, con gran vantaggio dei possessori di apparecchi, per i quali la sostituzione di un tubo avariato rappresentava nel passato una grave incognita. Da questo punto di vista e anche nei riguardi di una produzione sempre più economica sono evidenti i vantaggi che si possono ottenere da una maggiore normalizzazione, quale si può avere da una diminuzione del numero di tipi oggi in commercio. Una difficoltà in questo senso è costituita dall'uso diffuso e promiscuo di tre distinte specie di sorgenti di energia per l'alimentazione dei tubi, cioè: pile e accumulatori, reti industriali a corrente alternata, reti industriali a corrente continua. Tuttavia, anche con queste limitazioni, la tecnica odierna offre già la possibilità di una certa normalizzazione dei tipi; invero, benchè si sia ancora lontani dall'aver raggiunto negli apparecchi i perfezionamenti che sarebbero desiderabili, il ritmo delle trasformazioni e della creazione di nuove applicazioni ha subito un rallentamento e, come già si è accennato, le varie caratteristiche di impiego dei tubi, in relazione alle loro possibili ap plicazioni, vanno assumendo un carattere sempre più definito.

Un altro degli elementi che più hanno contribuito al perfezionamento dei tubi elettronici, facilitando la realizzazione di tipi adatti ai diversi scopi che si devono raggiungere, è costituito dalla più precisa conoscenza che si è andati mano a mano acquistando sul funzionamento intrinseco dei tubi e sulle relazioni che intercedono fra gli elementi costruttivi e i vari parametri di un tubo elettronico. Il gran numero di risultati sperimentali di cui oggi si dispone ha permesso: da un lato di identificare talune delle cause che facevano differire i risultati sperimentali da quelli prevedibili teoricamente, a mezzo delle classiche formule del Langmuir, Miller, King, ecc., consentendo così la possibilità di introdurre opportuni termini correttivi; dall'altro di disporre di opportuni coefficienti e formule empiriche che portano ad un sempre maggiore accordo i calcoli di progetto con i risultati dell'esperienza. L'esame dei risultati ottenuti dagli innumerevoli tipi già costruiti ha fornito utili elementi di orientamento per fissare a priori taluni dati costruttivi, in modo da esaltare più o meno una certa funzione.

Come già si è avuto occasione di rilevare, il progresso nella costruzione dei tubi è reso manifesto, in una forma numerica, da un incremento costante della conduttanza mutua. Istruttivo può riuscire al riguardo l'esame della fig. 5, nella quale sono riportate le caratteristiche statiche di tre diversi triodi, aventi rispettivamente filamenti di tungsteno, di tung-

steno toriato, ad ossidi, e costruiti in epoche sempre più recenti.

Volendo compendiare la tendenza attuale circa le caratteristiche assegnate alle varie categorie di tubi, si possono citare le seguenti cifre.

Tubi amplificatori a radiofrequenza. Sono usati ormai generalmente i tetrodi a griglia schermo e si viene sviluppando l'impiego dei pentodi a radiofrequenza. I successivi tipi mostrano un continuo incremento della conduttanza mutua che dai 1000 micromho dei primi tipi ha superato oggi i 3000 micromho. La resistenza interna di questi tubi è dell'ordine del megaohm. Anche nella capacità placca-griglia si nota una con-

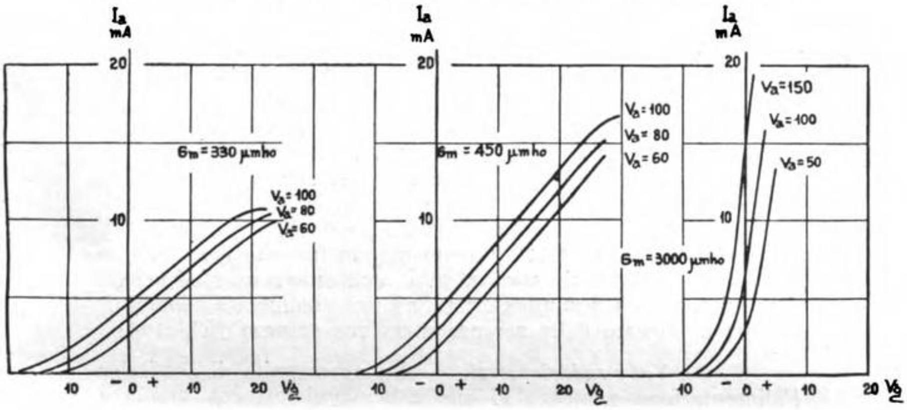


Fig. 5. — Caratteristiche statiche di tre triodi dello stesso tipo:
a) con filamento di tungsteno e costruito nel 1922
b) » » al torio » » » 1924
c) » » ad ossidi » » » 1931.

tinua diminuzione, dovuta tanto al perfezionamento intrinseco dei tubi, quanto al miglioramento dei mezzi esterni di schermatura. Sotto questo aspetto è risultato vantaggioso il sistema seguito da molti costruttori di metallizzare interamente la superficie esterna del palloncino. La capacità placca-griglia del tubo in opera risulta nei tetrodi moderni inferiore a 0,5 centesimi di $\mu\mu$F.

Tubi rivelatori e oscillatori. Si usano quasi esclusivamente i triodi. Si ha anche per questi un continuo incremento della conduttanza mutua che supera, nei tipi moderni, i 3500 micromho. La resistenza interna è compresa fra i 7000 e 15.000 ohm, con la tendenza ad avvicinarsi sempre più al limite inferiore. Si nota pure un continuo aumento del coefficiente di amplificazione, che normalmente supera 20.

Tubi per amplificatori a frequenza acustica a resistenza-capacità. La richiesta di questi tipi è diminuita, anche perchè

l'aumento di rendimento degli stadi di rivelazione e di quelli finali ha reso in generale superflui gli stadi intermedi. Sono per lo più usati in amplificatori microfonici. Questi tubi hanno coefficienti di amplificazione relativamente elevati (fra 30 e 50) e corrispondentemente resistenze interne piuttosto alte (dell'ordine di 30.000 ohm e più).

Tubi per stadi finali. Abbiamo già accennato nel paragrafo 1 alla tendenza odierna in questo campo. Per gli amplificatori classe A vi è un impiego promiscuo, a seconda dei costruttori, di triodi e di pentodi. Pei triodi si tende a resistenze interne le più basse possibili (dell'ordine del migliaio o di poche migliaia di ohm); in conseguenza il coefficiente di amplificazione è molto basso (fra 3 e 7). Per i pentodi si ha una resistenza interna piuttosto alta (fra 20.000 e 60.000 ohm) e un coefficiente fra 40 e 60. Per gli amplificatori classe B occorrono triodi con caratteristiche simili a quelle dei tubi usati per i trasmettitori, cioè con coefficienti di amplificazione piuttosto alti (50-60) e con resistenze interne compatibilmente basse (10.000-20.000 ohm).

Anche per le tensioni anodiche adottate si può osservare che vi è stato un costante incremento. Infatti dai 40-60 V usati con i primi triodi, si è oggi passati all'impiego di tensioni dell'ordine di 200 V in tutti gli stadi, salendo fino a 400-500 V negli stadi finali. Questo aumento è stato favorito dal continuo estendersi dei raddrizzatori a tubi elettronici, in sostituzione delle pile e degli accumulatori prima universalmente adoperati, ed anche imposto dalla sempre maggiore potenza richiesta.

7. — *Tubi raddrizzatori.* — La opportunità di sostituire l'alimentazione a mezzo di pile e accumulatori con quella a mezzo di raddrizzatori a tubi elettronici, per avere apparecchi di più facile uso per i profani e di minor costo di esercizio, ha portato a studiare diodi di piccola potenza che permettessero la facile soluzione del problema.

Nei riguardi delle caratteristiche costruttive i diodi hanno beneficiato dei progressi compiuti nel campo dei tubi più complessi, e principalmente dai filamenti. I catodi ad ossidi hanno infatti permesso di ottenere tubi capaci di erogare correnti sempre maggiori, mentre la loro resistenza interna è andata diminuendo continuamente.

Tuttavia i diodi ad alto vuoto, anche più recenti, hanno sempre resistenze interne elevate e dànno luogo ad una caduta di tensione di alcune diecine di volt, la quale cresce naturalmente con il carico utile. Questo fatto, oltre a portare necessariamente un basso rendimento del raddrizzatore, costituisce anche un grave inconveniente nel caso dell'impiego di amplificatori di classe B nello stadio finale, perchè in questi il carico del raddrizzatore non è costante, ma è funzione dell'ampiezza del segnale impresso alle griglie dei tubi finali. In queste condizioni i tubi finali non vengono più a funzionare sotto tensione costante e ciò introduce evidentemente una causa di distorsione. Si è pensato quindi di applicare anche nel campo

dei ricevitori e degli amplificatori acustici i tubi raddrizzatori a vapori di mercurio con catodo caldo, che rapidamente si sono imposti nel campo delle grandi potenze. Con questi tubi la caduta di tensione è sempre costante ed uguale a 15 volt, indipendentemente dal carico. Per ciò, oltre ad avere un notevole aumento del rendimento dei raddrizzatori, si elimina completamente l'inconveniente cui abbiamo sopra accennato, quando si usino amplificatori di classe B.

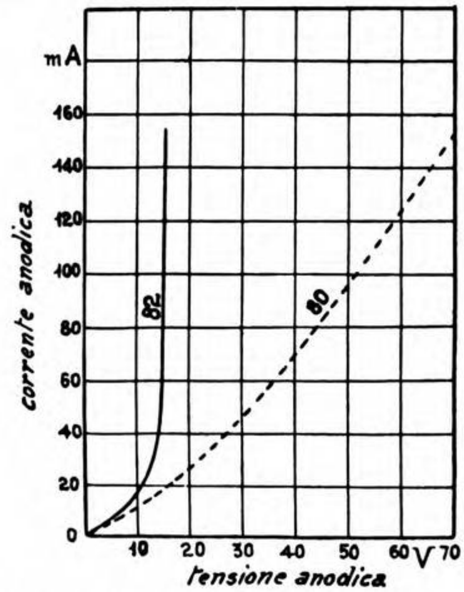


Fig. 6. — Caratteristiche statiche di un diodo ad alto vuoto (80) e di un diodo a vapori di mercurio (82).

Delle proprietà e delle caratteristiche di questi tubi diremo più diffusamente in seguito.

A titolo di esempio riportiamo nella fig. 6 le caratteristiche di due diodi americani di pari potenza, l'uno ad alto vuoto (tipo 80), l'altro a vapori di mercurio (tipo 82).

Tubi trasmettenti.

8. — *Generalità.* — Molte delle considerazioni già svolte a proposito dei tubi riceventi possono essere ripetute per i tubi trasmittenti. Per questi ultimi le dimensioni degli elettrodi dipendono dall'entità della potenza dissipata all'interno. Infatti, mentre nei tubi riceventi gli elettrodi, in dipendenza delle altre condizioni e della necessità di assicurar loro una buona resistenza meccanica, posseggono dimensioni sufficienti

per permettere la facile dissipazione della piccola potenza perduta all'interno di essi, nei trasmettenti invece tanto le dimensioni dell'ampolla quanto quelle degli elettrodi sono imposte dalla necessità della dissipazione del calore.

Nei tubi trasmettenti la tendenza è di realizzare tubi di piccole dimensioni in modo da consentire, specialmente per scopi aeronautici e navali, la costruzione di trasmettitori leggeri e di piccole dimensioni.

9. — *Catodi.* — L'evoluzione dei catodi, nel campo dei tubi trasmettenti, è per ora rimasta localizzata solo ad alcune categorie di essi. Infatti, a causa della elevata potenza che deve essere dissipata dall'anodo durante il funzionamento, la facilità con cui si sviluppano gas occlusi e gli effetti del sovrariscaldamento prodotto dall'anodo sul catodo hanno grandemente ridotto le possibilità di impiego dei catodi speciali. Sotto quest'ultimo punto di vista per i catodi ad ossidi vi sono maggiori limitazioni, in quanto il sovrariscaldamento produce effetti tanto più sensibili quanto più bassa è la temperatura di lavoro del filamento.

A titolo di orientamento si può dire che, allo stato presente, vengono normalmente usati catodi di:

tungsteno per i tubi di potenza superiore a 2 kW e per tensioni anodiche superiori ai 2000 V,

tungsteno toriato e carburato per i tubi da 50 W a 2 kW e con tensioni inferiori ai 2000 V,

ossidi per i tubi di potenza inferiore a 100 W e per tensioni inferiori ai 1000 V.

10. — *Anodi.* — I materiali usati per la costruzione degli anodi e le dimensioni di questi vanno scelti in base al compito di consentire la facile dissipazione della potenza perduta nell'interno del tubo. Per la costruzione di unità di potenza sempre maggiore, si è ormai generalizzato l'uso degli anodi esterni refrigerati con la circolazione di un apposito fluido, i quali vengono usati per tutti i tubi di potenza superiore ai 5 kW. Salvo pochissime eccezioni questi anodi sono generalmente costruiti in rame e come fluido refrigerante si adopera l'acqua e in qualche caso il petrolio. L'acqua ha il vantaggio di una grande semplicità di installazione e non presenta pericoli di sorta; per contro, ove non si usi acqua distillata, si ha l'inconveniente della costituzione di depositi calcarei sull'anodo, che rendono meno facile la trasmissione del calore, e si è poi sempre obbligati ad usare lunghi serpentini, per garantire agli anodi il necessario isolamento. Finora questi serpentini erano costruiti esclusivamente in gomma, ma ciò ha dato luogo ad alcuni inconvenienti, fra cui la facilità di otturazione delle tubolature per effetto di detriti di gomma e perciò qualche casa, come ad esempio la Telefunken, ha cominciato ad usare serpentini in porcellana.

Il petrolio ha il vantaggio di garantire l'isolamento e di non dar luogo ad incrostazioni, ma obbliga ad una installazione alquanto complessa, con difficile tenuta dei giunti, e presenta un permanente pericolo di incendio.

Nei tubi di piccola potenza l'anodo è ancora all'interno dell'ampolla di vetro e normalmente viene fabbricato in molibdeno, il quale è capace di dissipare una potenza di 5 a 6 W/cm^2.

In tutti i tubi moderni si fa generalmente l'anodo di colore oscuro e a superficie ruvida per migliorare le condizioni di irradiazione del calore. Taluni costruttori ottengono questo annerimento della superficie con l'applicazione a caldo di uno strato di zirconio, il quale possiede una grande affinità chimica per i gas e quindi può funzionare come assorbente dei gas per perfezionare il vuoto, con una funzione analoga a quella del magnesio.

Circa la forma da assegnare all'anodo (cioè piano o cilindrico) si può osservare che la opportunità di cercar di ottenere le più basse resistenze interne possibili porterebbe ad usare elettrodi piani. Senonchè con le tensioni elevate si manifestano, fra i vari elettrodi, attrazioni elettrostatiche e quindi per i tubi di maggior potenza è necessario usare elettrodi cilindrici. Di qui la regola pratica di usare elettrodi di quest'ultimo tipo per le tensioni superiori ai 4000 V.

I valori minimi ammissibili della distanza placca-filamento nei diodi e griglia-filamento nei triodi vengono fissati da ragioni di sicurezza, in relazione alle varie tensioni anodiche, cioè:

per tensioni comprese fra 100 e 1000 V distanze fra 0,3 e 1 cm;

per tensioni comprese fra 1000 e 10.000 V distanze fra 0,6 e 3,5 cm.

11. — *Ampolle.* — Il vetro da usare per la costruzione delle ampolle deve rispondere a particolari requisiti specialmente per le perdite dielettriche, che assumono grande importanza nei tubi destinati a funzionare con le frequenze più alte. Inoltre deve presentare un altissimo isolamento tanto a freddo quanto a caldo, per evitare dispersioni fra gli elettrodi e principalmente fenomeni di elettrolisi.

L'impiego del quarzo fuso, che qualche anno fa sembrava incontrasse molto favore, per il suo altissimo punto di fusione (circa 2300° K) e per la minima quantità di gas occlusi, è ormai pressochè abbandonato per le difficoltà che presenta la sua lavorazione e perchè, per i tubi di maggior potenza, si è ormai ricorso agli anodi esterni raffreddati artificialmente. Si usano invece, in casi speciali, vetri con proprietà prossime a quelle del quarzo come il pyrex e più precisamente il nonex. Quest'ultimo, adottato dalla R. C. A. per la costruzione dei tubi per altissime frequenze, ha perdite dielettriche minime e bassissima conduttività anche alle temperature più alte.

Per i tubi di modesta potenza sono tuttora usati largamente gli stessi vetri dei riceventi, cioè quelli a base di minio.

Le dimensioni da assegnare alla superficie dell'ampolla possono valutarsi considerando che normalmente non conviene che la potenza dissipata superi 0,15 W/cm² di superficie, a cui corrisponde una temperatura di circa 200° C. Questa potenza è costituita dalle perdite dielettriche e da un'aliquota di quella dissipata negli elettrodi interni e irradiata sull'ampolla. Questa parte, poichè il vetro è parzialmente trasparente alle radiazioni calorifiche, può essere ritenuta uguale a circa il 20 % della potenza totale irradiata dall'interno (cioè la

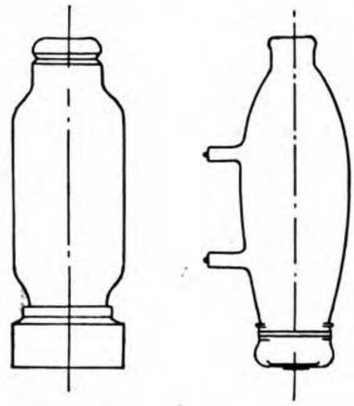


Fig. 7. — Tipi di ampolle usate per i triodi per onde corte.

somma della potenza dissipata sull'anodo e della potenza spesa per il riscaldamento del catodo). Per la valutazione delle perdite dielettriche, che evidentemente sono proporzionali al quadrato della intensità del campo elettrico, vi sono apposite formule. Occorre però considerare che il valore del campo è diverso da punto a punto dell'ampolla e dipende dalla d. d. p. a radiofrequenza fra placca e griglia. Il campo da considerare, per stabilire le dimensioni dell'ampolla, è naturalmente quello che corrisponde al punto in cui è massimo e su di esso ha molta influenza la forma dell'ampolla. Molti costruttori usano perciò tipi di palloncini che eliminano la possibilità della formazione di intensi campi elettrici in prossimità delle pareti. Specialmente per i triodi per onde corte vi è infatti la tendenza ad usare ampolle della forma rappresentata in fig. 7, che sono le migliori a questo riguardo. Inconvenienti di questo genere non si verificano nei tetrodi, a causa della presenza dello schermo fra anodo e griglia. Per essi si possono quindi usare i classici palloncini a due colli, i quali sono di più facile costruzione.

12. — *Tubi a più di tre elettrodi.* — L'unico tipo di tubo a più di tre elettrodi usato per la trasmissione è il tetrodo a griglia schermo. Nonostante i vantaggi che esso offre dal punto di vista della semplicità degli apparati, per la eliminazione dei dispositivi di neutralizzazione, il suo uso non si è tanto diffuso, come al suo primo apparire si poteva ritenere. Il suo impiego è infatti rimasto limitato a quei pochi tipi di apparati, nei quali, come nei trasmettitori navali e per aviazione, si richiede anzitutto una gran semplicità di maneggio.

Le cause di questa mancata diffusione sono probabilmente da ricercarsi nel fatto che per le frequenze più alte la capacità residua è ancora tale da creare la necessità di dispositivi di neutralizzazione; nella difficoltà di realizzare alle alte frequenze circuiti con resistenze equivalenti sufficientemente elevate per consentire un buon rendimento in relazione all'alta resistenza interna dei tetrodi; nel piuttosto basso rapporto di amplificazione di potenza che i tetrodi finora esistenti permettevano di ottenere; e infine nell'elevato costo, rispetto ai triodi della stessa potenza.

Quando si pensi che in pratica, con l'esperienza ormai raggiunta al riguardo, riesce facile attuare e regolare dispositivi di neutralizzazione, si può spiegare facilmente, in base anche a quanto già è stato detto, la riluttanza di molti costruttori di apparecchi a sostituire i triodi con i tetrodi.

Tuttavia è logico ritenere che il continuo progresso che si ha in questo campo permetta di superare molte delle difficoltà sopra enumerate. Si ha infatti notizia che taluni costruttori sono oggi riusciti a realizzare ottimi rapporti di amplificazione di potenza, superiori anche a quelli ottenuti con i triodi. Ove poi si tenga presente che con la maggior diffusione il costo dei tetrodi diventerà comparabile a quello dei triodi e proporzionale ai benefici che realmente offrono, si può prevedere che questi tubi finiranno con l'imporsi nel campo della trasmissione, come già hanno fatto per la ricezione.

I tetrodi di più grande potenza fino ad oggi in commercio sono solo di 1 kW, ma questo limite non è certo insormontabile, anzi è facilmente superabile. E' stato infatti costruito, a scopo sperimentale, un tetrodo smontabile capace di fornire una potenza utile di 18 kW per $f = 30.000$ kHz con una tensione anodica di 13 kV. La potenza richiesta per l'eccitazione della griglia è di circa 600 W.

13. — *Particolari di costruzione.* — Una delle questioni più importanti è quella della tenuta dei reofori che collegano gli elettrodi con i circuiti esterni. Tali reofori devono essere imprigionati nel vetro e a perfetta tenuta per evitare l'entrata di aria, che danneggerebbe irrimediabilmente il tubo. Il metallo che costituisce i reofori deve perciò avere un coefficiente di dilatazione uguale a quello del vetro. Il problema, che è stato risolto facilmente per i tubi riceventi mediante l'impiego di leghe di ferro-nichel, presenta per i tubi trasmettenti mag-

giori difficoltà data la ben diversa entità delle correnti da condurre in questi ultimi. Infatti nei tubi trasmettenti gli elettrodi interni costituiscono una capacità, il cui valore, specialmente nei tubi destinati a funzionare con onde corte, è tutt'altro che trascurabile rispetto a quelle dei circuiti oscillanti. Attraverso i reofori di placca e di griglia non passano quindi le sole componenti continue e alternative di queste correnti, che pure nei tubi di una certa potenza sono sempre modeste, ma

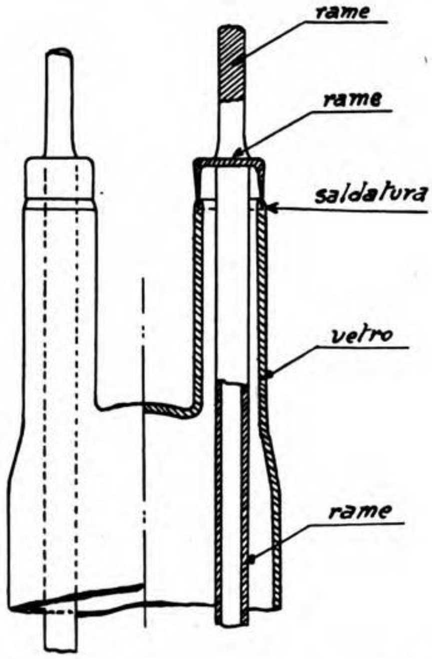


Fig. 8. — Passaggi per la corrente di accensione di un triodo ad anodo raffreddato.

anche le correnti oscillatorie a radiofrequenza, la cui intensità può essere dell'ordine delle diecine di ampere.

Fino che le correnti sono modeste si può fare uso di fili a sezione circolare di piccolo diametro e, per sezioni che richiedano diametri superiori a pochi decimi di mm, di nastri, cioè di fili a sezione rettangolare. Poichè per ovvie ragioni questi nastri non possono avere larghezza superiore ai due o tre mm si comprende come, per convogliare correnti dell'ordine di alcune decine di ampere, occorrerebbe mettere in parallelo un numero tale di questi nastri, che la costruzione del passaggio dei reofori diverrebbe molto difficile e il passaggio stesso resterebbe fragilissimo.

Si è preferito allora adottare un altro sistema, che è andato di pari passo con la tecnologia dei tubi ad anodo esterno. I passaggi assumono la forma rappresentata nella fig. 8 e sono ottenuti saldando, direttamente con il vetro, un cilindretto di rame o di una lega di ferro-nichel, con lo stesso procedimento seguito per la saldatura degli anodi. Ad esempio nei tubi da 20 kW il passaggio del reoforo di griglia viene costruito per una corrente a radiofrequenza di 60 A.

Il problema della costruzione dei tubi di grande potenza è stato risolto col sostituire in parte al vetro un involucro metallico, cui viene affidato il compito di anodo e che, trovandosi

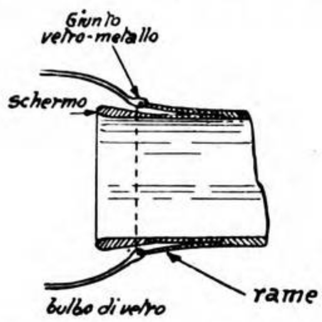


Fig. 9. — Sezione della saldatura fra anodo e vetro di un tubo di potenza.

esternamente, può essere facilmente refrigerato con la circolazione di un fluido. Questa soluzione è divenuta possibile quando si è riusciti a risolvere l'altro problema della saldatura, a perfetta tenuta d'aria, fra vetro e metallo su larghe superfici.

In questi tubi l'anodo è normalmente costituito da un cilindro metallico, chiuso ad un'estremità in taluni tipi ed aperto da ambedue le parti in altri tipi. L'estremità o le estremità sono poi saldate col vetro, che completa la chiusura del tubo.

Il problema di questa saldatura è stato risolto, indipendentemente dalla uguaglianza del coefficiente di dilatazione fra il vetro e il metallo da saldare, seguendo il concetto di realizzare un giunto vetro-metallo, la cui superficie di contatto è sufficientemente estesa per permettere che gli sforzi, che si manifestano nel giunto, rientrino nei limiti di elasticità del vetro stesso. Ciò si ottiene rastremando le estremità del tubo metallico, in modo che esse terminino a taglio di coltello.

Nella fig. 9 è rappresentata la sezione di uno di questi giunti. Il cono metallico interno, mostrato nella figura, ha lo scopo di proteggere il giunto da un eventuale bombardamento degli elettroni e di schermarlo dall'azione del campo elettrico ad alta frequenza.

I tubi di questo tipo, che si trovano oggi in commercio, hanno generalmente l'intero anodo in rame. Qualche costruttore usa invece anodi costruiti interamente di una lega di ferro-nichel.

La preferenza generalmente accordata al rame dipende dal fatto che questo si presta meglio degli altri metalli a saldarsi col vetro, specialmente se rivestito di borace che, abbassando il punto di fusione del vetro, ne facilita la saldatura.

14. — *Vuoto.* — I procedimenti seguiti per fare il vuoto nei tubi trasmettenti sono sostanzialmente gli stessi dei tubi riceventi. Nei primi però occorre che la depurazione dai gas occlusi degli elettrodi e delle ampolle sia spinta al massimo possibile, perchè, per le elevate temperature che i tubi trasmettenti possono raggiungere durante il funzionamento, occorre eliminare in modo quasi assoluto la possibilità di una eventuale produzione di gas, che danneggerebbe irrimediabilmente il vuoto.

Il riscaldamento del palloncino e degli elettrodi, durante le operazioni di vuotatura, deve essere ripetuto più volte, fino a raggiungere la depurazione voluta. Per i tubi trasmettenti, date le rilevanti dimensioni di essi e la elevata massa degli elettrodi, il semplice riscaldamento con il forno ad alta frequenza non è sufficiente per la eliminazione dei gas occlusi. Per questo per i tubi di una certa potenza occorre anche applicare il sistema del bombardamento elettronico, il quale è il solo usato per le potenze più grandi. Questo fatto esclude, almeno per ora, insieme con le altre ragioni già esaminate, la possibilità di impiego dei filamenti ad ossidi, che, come abbiamo visto, è oggi limitata ai tubi da 100 W.

Quanto è stato ora detto sembrerebbe escludere anche l'impiego dei filamenti toriati, invece ciò è possibile perchè, come è noto, in un filamento toriato, nel quale sia stato distrutto lo strato esterno di torio per una sovraccensione, vi è la possibilità di ricostituirlo sottoponendo il filamento ad un nuovo processo di affioramento, quando esso non sia tanto invecchiato da aver già consumato tutto il torio interno. Per tale motivo i tubi trasmittenti con filamento toriato vengono depurati dapprima riscaldandoli con il forno ad alta frequenza e poi con il bombardamento elettronico, come se avessero il filamento di tungsteno. Dopo si ottiene la formazione dello strato di torio con lo speciale processo.

Anche ai trasmettenti, per accelerare le operazioni del vuoto, si è applicato il sistema degli assorbenti fisico-chimici. Il magnesio va usato però con opportune limitazioni, perchè il deposito metallico cui esso dà luogo sulle pareti dell'ampolla, dopo la sua combustione, viene a peggiorare le condizioni di isolamento e a rendere più difficile l'irraggiamento del calore. In secondo luogo se si applica, come per i tubi riceventi, il pezzetto di magnesio sulla placca, al primo arroventamento di questa si ha la combustione del magnesio. Nei tubi riceventi è

sufficiente il solo primo arroventamento per ottenere la depurazione dei metalli, data la piccola massa di questi e la modesta sopraelevazione di temperatura durante il funzionamento; nei trasmettenti occorre invece mantenere gli elettrodi ad alta temperatura per molto tempo ed è perciò necessario che la combustione del magnesio avvenga quando la massima parte dei gas sono stati estratti dai metalli. Il pezzetto di magnesio, anzichè essere posto sull'anodo, viene fissato su una appendice metallica, sulla quale è posto anche una specie di riflettore, che ha lo scopo di proiettare i prodotti della combustione del magnesio verso una piccola e determinata zona dell'ampolla. Con ciò si impedisce il diffondersi del deposito metallico su tutta la superficie del palloncino, in modo che si eliminano gli inconvenienti sopra indicati. La combustione del magnesio viene poi provocata, quando gli elettrodi hanno già subìto una serie di riscaldamenti e sono quindi sufficientemente depurati, avvicinando la bobina del forno ad alta frequenza all'appendice su cui è fissato il magnesio.

Questo procedimento viene adoperato per tubi di piccola e media potenza. Per gli altri si va ormai generalizzando l'impiego dello zirconio, sia seguendo il procedimento di cui si è fatto cenno nel paragrafo 10, sia usando addirittura lo zirconio per la costruzione dei sostegni degli elettrodi e particolarmente della griglia.

15. — *Tubi di grande potenza.* — I normali tipi di triodi di grande potenza risultano fortemente cimentati quando sono impiegati nei trasmettitori ad altissima frequenza. La potenza massima ottenibile è fortemente ridotta dalla necessità di limitare la tensione anodica a valori più bassi di quelli normali, sia per mantenere entro limiti ragionevoli le correnti di circolazione nelle capacità interelettrodiche, sia perchè con l'aumentare della frequenza diminuisce forzatamente la resistenza equivalente dei circuiti di utilizzazione e diminuisce quindi anche la componente alternativa della tensione anodica. Le case costruttrici dànno infatti, per ogni tipo di tubo, un diagramma del genere di quello riprodotto nella fig. 10 (relativo ai tubi tipo TA 12/20.000 K Philips), dal quale risulta in quale proporzione deve diminuire la tensione anodica con l'aumentare della frequenza.

Le capacità interelettrodiche, con l'induttanza delle connessioni, vengono a fissare un limite superiore delle frequenze a cui il triodo può funzionare, perciò, mentre da una parte si cerca di dare agli elettrodi forme e dimensioni che riducano queste capacità, dall'altra i costruttori hanno ricercato materiali sempre più resistenti al calore e con ottime proprietà dielettriche, per consentire il funzionamento anche con tensioni elevate.

Recentemente la R. C. A. è riuscita a realizzare il triodo UV 858, il quale è capace di funzionare sotto una tensione di 20.000 V alla frequenza di 1500 kHz e per f = 20.000 kHz

può operare ancora con 15.000 V, dando una potenza utile di 20 kW. Questo tubo è stato fatto funzionare fino a 65.000 kHz ed è stato usato con successo anche come generatore di oscillazioni di Barkhausen.

La tendenza attuale di aumentare la potenza dei trasmettitori, principalmente per ridurre gli effetti dei disturbi e dell'evanescenza, ha indotto i costruttori ad orientarsi decisamente verso la costruzione di unità di potenza sempre più grande, date le difficoltà che si incontrano per far funzionare convenientemente molti triodi in parallelo. Tutte le principali

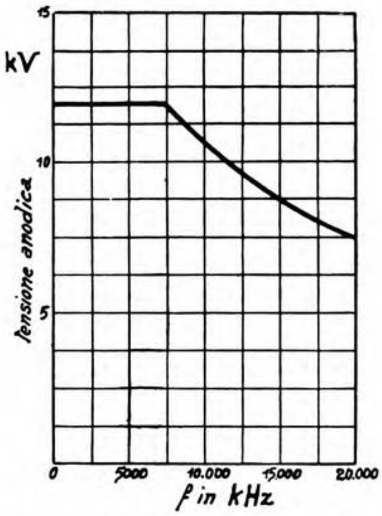


Fig. 10. — Tensione anodica massima ammissibile per le diverse frequenze per un triodo da 20 kW.

case mondiali costruiscono infatti correntemente tubi capaci di fornire 100, 200 e anche 500 kW di potenza utile.

In generale questi triodi, a parte le dimensioni naturalmente molto più grandi, non differiscono sostanzialmente, come costruzione, dai normali tipi ad anodo raffreddato da $10 \div 20$ kW.

Una delle principali difficoltà, che si incontrano nella costruzione di triodi di gran potenza, è rappresentata dalla realizzazione del catodo. Infatti per produrre la elevata corrente di saturazione, di cui occorre disporre, con un unico filamento, come nei tubi normali, è necessario usare una sbarra di tungsteno, per il cui riscaldamento occorre una corrente dell'ordine delle centinaia di ampere. Ora è noto che il campo magnetico prodotto dalla corrente di accensione ha una notevole influenza sulla emissione elettronica, in quanto altera le traiet-

torie degli elettroni e, quando il campo è molto intenso, parte degli elettroni descrivono traiettorie che li fanno ricadere sul filamento prima di aver raggiunto l'anodo. Una corrente di accensione molto intensa dà quindi luogo ad una emissione elettronica minore di quella che dovrebbe aversi in relazione alla temperatura del catodo. Il valore di corrente a cui questi effetti cominciano a divenire sensibili è di circa 50 ÷ 60 A.

L'impiego di filamenti molto lunghi non è d'altra parte raccomandabile, perchè, non essendo possibile per ovvie ragioni usarli rettilinei, si verrebbe necessariamente ad avere vicini punti del filamento a potenziale diverso, per cui il punto a potenziale più basso eserciterebbe un'azione ritardatrice sugli elettroni emessi dall'altro. Perciò si può ricorrere all'impiego di molti filamenti in parallelo ovvero all'uso di un catodo a riscaldamento indiretto, simile a quelli usati per i tubi riceventi ad accensione a corrente alternata, il quale, essendo equipotenziale, elimina questi inconvenienti. Nel triodo da 300 kW, recentemente costruito dalla Telefunken, è stata adottata questa disposizione. Il catodo di tale tubo è costituito da un cilindro di niobio (metallo raro appartenente allo stesso gruppo del vanadio e del tantalio), sul cui asse si trova una sbarra di tungsteno che è riscaldata dal passaggio della corrente elettrica. Fra il cilindro e la sbarra non vi è alcun cilindro di materiale isolante, come nei catodi dei tubi riceventi, e il riscaldamento del cilindro di niobio è fatto per irradiazione. Per l'accensione del filo scaldatore occorre una corrente di 1800 A sotto una tensione di 17 V. La corrente di saturazione ottenuta è di 200 A.

Altre caratteristiche interessanti del detto triodo sono: tensione anodica 12 kV, corrente anodica assorbita 35 A, coefficiente di amplificazione 100, resistenza interna 400 Ω, potenza utile 300 kW.

Come altro esempio tipico di caratteristiche costruttive speciali citeremo il triodo AW 220, costruito dalla Westinghouse, per una potenza utile di 100 kW. In questo tubo, che ha un peso totale di 27 kg e una lunghezza complessiva di m 1,65, particolarmente interessante è la struttura della griglia. Infatti, a differenza di quello che si riscontra in tutti gli altri tipi similari, nei quali la dissipazione della potenza perduta sulla griglia (tutt'altro che di entità trascurabile nei tubi di gran potenza) è affidata alla superficie degli elettrodi, senza l'aggiunta di alcun dispositivo ausiliario, essa è costruita in modo da essere refrigerata con acqua e da consentire una dissipazione di 15 kW. La griglia è costituita da un tubo di rame, sul quale sono fissati numerosi dischi di molibdeno, posti a breve distanza l'uno dall'altro. In ciascuno di questi dischi sono praticati otto fori, distribuiti uniformemente sulla periferia, attraverso i quali passano otto filamenti di tungsteno che, nel loro insieme, costituiscono il catodo. All'interno del primo tubo di rame, che è chiuso dalla parte dell'uscita dei fi-

lamenti, se ne trova un secondo che funziona da mandata dell'acqua di refrigerazione, mentre il ritorno di questa avviene nello spazio anulare fra i due tubi concentrici. Un altro particolare interessante è costituito dalla presenza di una finestra, aperta nell'anodo e nell'involucro esterno, per permettere l'ispezione delle parti interne e per verificarne le posizioni relative.

Le principali caratteristiche di questo tubo sono le seguenti: corrente di accensione 320 A, tensione di accensione 30 V, tensione anodica 22 kV, potenza dissipata a regime dall'anodo 150 kW, coefficiente di amplificazione 10,5, corrente di saturazione 65 A, resistenza interna 350 Ω. Le caratteristiche statiche sono riportate nella fig. 11.

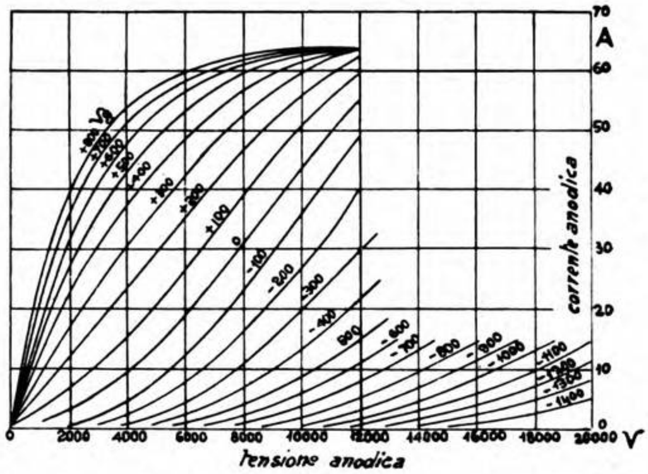


Fig. 11. — Caratteristiche statiche di un triodo da 100 kW.

E' infine interessante ricordare un triodo smontabile, capace di assorbire una potenza di 500 kW, che è in funzione a scopo sperimentale nella stazione di Rugby (Inghilterra). Tale tubo ha come parte integrante un sistema di pompe per il vuoto, a vapori di olio, la cui caratteristica principale è una velocità di evaporazione estremamente bassa alle temperature ordinarie, in modo che il grado di vuoto occorrente può essere ottenuto senza ricorrere alla refrigerazione con aria liquida, come è invece necessario con i vapori di mercurio.

Tubi speciali.

16. — *Tubi multipli.* — Alcuni anni fa qualche costruttore, allo scopo di realizzare apparecchi di piccolissime dimensioni e di facilissima manovra, pensò di racchiudere in uno stesso palloncino di vetro più triodi con i relativi organi di

collegamento, cioè costruì un vero e proprio amplificatore a resistenza-capacità nel vuoto.

Questa applicazione non ebbe però un grande successo ed è rimasta limitata ad una casa europea, che ha finito poi anch'essa con l'abbandonarla. Uno dei principali inconvenienti di questa sistemazione era costituito dal fatto che l'avaria di uno dei triodi inutilizzava l'intero amplificatore; il complesso risultava poco conveniente dal punto di vista economico, senza dar poi vantaggi tali che costituissero un compenso.

Recentemente in America è tornato a comparire un tubo multiplo, nel quale si hanno due triodi, e il catodo di uno di questi è collegato direttamente alla griglia del seguente. In sostanza esso si presenta, per i collegamenti esterni, come un ordinario pentodo, ed ha, rispetto a questo, il vantaggio di dare una potenza circa doppia, con una sensibilità molto maggiore, a parità di tensione anodica.

Un maggiore interesse pratico presenta invece un tubo racchiudente nel suo involucro un diodo e un triodo; si ha così la possibilità di conglobare in un unico tubo il dispositivo di rivelazione e quello della regolazione automatica dell'intensità dei segnali.

A parte la soluzione immediata di particolari problemi non ci sembra però che queste applicazioni presentino un grande interesse ed è quindi da ritenere che i tubi multipli rimarranno sempre circoscritti in un limitato campo di impiego.

17. — *Tubi a controllo esterno.* — Il primo esempio di tubo a controllo esterno si trova nel magnetron, il quale è un diodo in cui l'afflusso degli elettroni è controllato dall'azione di un campo magnetico, generato da un avvolgimento posto all'esterno del tubo.

La concezione e la realizzazione del magnetron sono antiche per la tecnica dei tubi elettronici, ma nondimeno anche le applicazioni di questo sono rimaste limitate a scopi particolari. Più recentemente esso è stato usato con successo per la produzione di microonde. A tale scopo è stato costruito un tipo speciale di magnetron con l'anodo diviso longitudinalmente in due parti, che vengono collegate al circuito oscillante come in un ordinario schema simmetrico. Non sembra tuttavia che anche in questo campo il magnetron sia destinato a gareggiare favorevolmente con i triodi.

Circa due anni fa fu lanciato sul mercato un tipo di tubo a comando esterno che, sul primo momento, parve destinato a largo successo per i vantaggi di semplicità e di carattere economico che presentava rispetto agli ordinari triodi.

Questo tubo, che fu realizzato dalla Telefunken, e che è noto sotto il nome di « bacchetta », pure avendo l'accensione diretta del filamento risultava scarsamente influenzato dalle frequenze molto basse, come quella della corrente industriale usata per l'accensione. Pertanto esso doveva rappresentare una soluzione facile ed economica, rispetto ai normali triodi ad

accensione indiretta, del problema dell'alimentazione con corrente alternata dei radioricevitori.

I risultati che si sono avuti nella pratica non sono stati però quelli che i costruttori si ripromettevano ed infatti, dopo un breve periodo di applicazione, la bacchetta è stata abbandonata.

18. — *Tubi a vapori di mercurio con catodo caldo.* — La necessità di dover disporre di elevate tensioni continue per l'alimentazione degli apparati trasmittenti a tubi elettronici ha fatto rivolgere, fin dal primo apparire di questi, l'attenzione dei tecnici allo studio del problema della conversione statica della corrente alternata in continua. Una prima soluzione fu trovata nell'impiego dei sistemi di raddrizzamento con diodi ad alto vuoto. La forte resistenza interna di questi dava però luogo ad un rendimento di conversione piuttosto basso e obbligava allo studio di appositi sistemi di regolazione, a causa delle forti variazioni che subiva la tensione raddrizzata al variare del carico. In conseguenza i costruttori di apparecchi erano tornati ad orientarsi verso la conversione dinamica, cioè verso l'impiego di gruppi motore-dinamo ad alta tensione. Il progredire della tecnica dei tubi elettronici ha reso di nuovo più semplice e più economica la conversione statica.

Per grandi potenze quest'ultima era già stata largamente applicata, come ad esempio nella trazione ferroviaria, grazie all'impiego di raddrizzatori a vapori di mercurio, i quali sono in fondo tubi elettronici in cui una emissione elettronica iniziale, da parte della macchia catodica, provoca la ionizzazione delle molecole del vapore di mercurio esistente nel tubo. In tal modo la corrente anodica può assumere valori elevatissimi.

Questi raddrizzatori, largamente usati per le forti potenze, poco si prestavano per la conversione di potenze modeste. Il problema è stato risolto completamente con la costruzione dei diodi a vapori di mercurio a catodo caldo, nei quali il compito di creare l'emissione elettronica iniziale, che deve poi dar luogo alla ionizzazione per urto, è affidato ad un normale filamento riscaldato con corrente elettrica.

In base a quanto ci è noto sui fenomeni provocati dai gas nell'interno dei tubi elettronici sembrerebbe che la presenza della ionizzazione per urto dovesse dar luogo alla rapida disintegrazione del filamento, sotto l'azione del bombardamento degli ioni positivi. Senonchè, come le esperienze di Hull hanno pienamente dimostrato, quando il potenziale acceleratore è inferiore ad un certo limite (22 V per i vapori di Hg), anche se le pressioni interne sono modeste (da 1 a 30 millesimi di mm di Hg), la velocità assunta dagli ioni è tale da non produrre danni sul filamento. Siccome poi la tensione di ionizzazione dei vapori di Hg è di 10,4 V, così si comprende come, disponendo le cose in modo che la caduta di tensione si mantenga entro un limite intermedio fra 10,4 e 22 V, sia possibile sfruttare i vantaggi della ionizzazione per urto, senza averne gli inconve-

nienti. In media la caduta di tensione di questi tubi, indipendentemente dalla loro potenza, si aggira intorno ai 15 V.

L'uso di pressioni interne molto basse è imposto dalla necessità di poter procedere al raddrizzamento di tensioni elevate. Infatti, affinchè la conduttività del tubo sia unilaterale, è necessario che negli istanti in cui l'anodo è negativo rispetto al filamento non si manifesti alcuna scarica fra gli elettrodi. In tali istanti la d. d. p. fra questi è dello stesso ordine di gran-

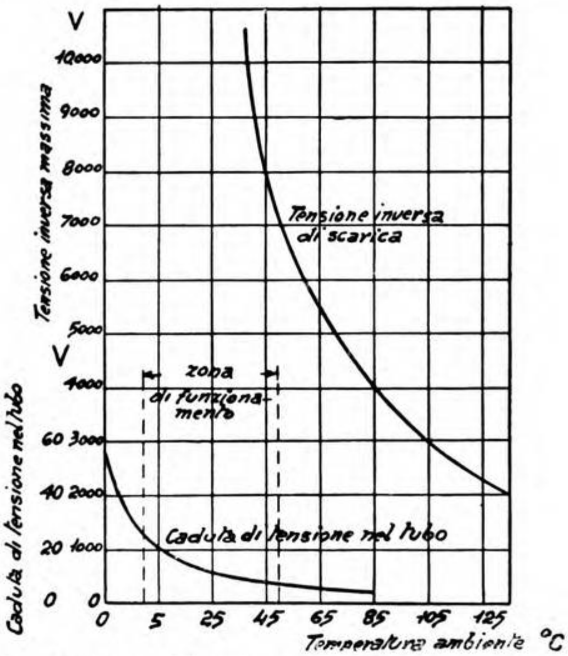


Fig. 12. — Dipendenza della caduta di tensione interna e della tensione di scarica dalla temperatura ambiente in un diodo a vapori di mercurio.

dezza della tensione da raddrizzare (il rapporto esatto fra queste due grandezze varia a seconda dello schema del raddrizzatore e ad esempio, per una semplice connessione trifase, la d. d. p. predetta massima è uguale a 2,45 volte la tensione efficace di una fase) e occorre quindi che la pressione interna sia tale da evitare che, sotto questa d. d. p., possa manifestarsi una scarica. Nei tubi di maggior potenza il limite massimo della tensione di scarica è di 20 kV.

Con i tubi a vapori di mercurio si ha quindi la possibilità di raddrizzare tensioni dell'ordine delle migliaia di volt e, poichè la caduta interna di tensione è di appena 15 V, con essi si ottengono rendimenti elevatissimi, che complessivamente possono essere dell'ordine del 98 %.

La pressione interna è l'elemento più importante in questi tubi, poichè da essa dipendono la caduta di tensione e la tensione di scarica, le quali diminuiscono con il crescere della pressione e conseguentemente, per un tubo già chiuso, al crescere della temperatura ambiente. La fig. 12 mostra la legge di variazione delle due grandezze predette con l'aumentare della temperatura. Si vede quindi come la temperatura ambiente debba rimanere circoscritta entro limiti ben definiti. Infatti se la temperatura scende troppo, aumenta la caduta di tensione interna e il filamento può essere danneggiato dai fenomeni di ionizzazione; se invece sale oltre i 50° diminuisce il valore della tensione di scarica e il diodo può essere danneggiato da una scarica interna. La regione di impiego di questi tubi è quindi compresa fra i 15° e i 50° C. Mentre il limite inferiore difficilmente viene raggiunto, perchè basta d'ordinario la sola potenza spesa per l'accensione del filamento per esserne al disopra, l'altro limite può essere facilmente superato, tanto più se i diodi sono posti in un ambiente chiuso e non è prevista una ventilazione adeguata. Anche una diminuzione della tensione di accensione del filamento può compromettere irrimediabilmente il tubo, perchè essa comporta una diminuzione dell'emissione elettronica e cioè un aumento della resistenza interna del tubo, per cui, a parità di corrente erogata, la caduta di tensione può superare il limite di sicurezza.

Per la costruzione dei tubi a mercurio si fa uso di filamenti ad ossidi, calcolati in modo da poter fornire una corrente di saturazione uguale alla corrente massima che il tubo deve poter sopportare. L'anodo viene costruito in metallo o in carbone e non è necessario che abbia dimensioni notevoli, data la piccola potenza che deve dissipare. Il vuoto viene praticato come per gli ordinari tubi elettronici ad alto vuoto e viene spinto in modo da eliminare tutti i gas. A vuoto ultimato si introducono alcune goccioline di mercurio puro, la cui quantità è data dall'esperienza. La pressione interna dipende poi dalla temperatura ambiente.

Di notevole interesse è l'adozione dei catodi cellulari, nei quali la superficie emittente si trova all'interno di lunghe e strette cavità. In tal modo si viene a sfruttare la maggiore facilità che hanno gli elettroni a circolare in un gas ionizzato e a fuggire dalle predette cavità con l'aiuto degli ioni positivi. Con una struttura di questo genere la quantità di calore irradiato è minore che con i normali filamenti. Si raggiunge così una efficienza altissima, per cui si ottengono emissioni specifiche dell'ordine di 1 A/W.

Fra i tipi di maggiore potenza oggi in commercio possiamo ricordarne uno che consente il passaggio di una corrente massima di 20 A ed ha una tensione di scarica di 1500 V. Quest'ultimo presenta una caduta di tensione, a pieno carico, di appena 6,5 V ed è quindi suscettibile di applicazioni a bassa tensione. Per potenze maggiori convengono gli ordinari rad-

drizzatori a macchia catodica: in vetro fino a circa 30 A e con camera in ferro per intensità maggiori.

19. — *Triodi a vapori di mercurio.* — I vantaggi ottenuti con i diodi a vapori di mercurio, specialmente nei riguardi della diminuzione degli effetti della carica spaziale, hanno indotto a cercare di ripetere, anche nel campo dei tubi a basso vuoto, l'evoluzione che si era verificata in quelli ad alto vuoto, con l'aggiunta dell'elettrodo di controllo. Dapprima le ricerche sono rimaste limitate nel campo delle comunicazioni e infatti fin dal 1928 il Lübcke costruì presso i laboratori della Siemens tubi amplificatori a vapori di mercurio, che erano capaci di erogare 1 kW funzionando con una tensione anodica di soli 200 V.

L'azione della griglia di controllo si esplica in questo caso in modo completamente differente da quello che si ha nei tubi ad alto vuoto. Infatti, come è noto, l'azione di controllo sulla corrente elettronica da parte della griglia si basa sulle modificazioni che le cariche di questa producono sulla carica spaziale. La presenza dei vapori di mercurio e i conseguenti fenomeni di ionizzazione vengono praticamente a sopprimerla, perciò l'azione dell'elettrodo di controllo si limita a stabilire il passaggio della corrente, senza poterla arrestare e tanto meno controllarne il valore. Ciò può essere facilmente spiegato quando si consideri che gli ioni positivi presenti nell'ampolla sono attirati, dall'elettrodo caricato negativamente, in quantità tale da neutralizzarne l'azione. Affinchè la griglia ridivenga capace di stabilire oppure no il passaggio della corrente, è quindi necessario che quest'ultima sia interrotta per un tempo sufficiente a permettere che gli ioni positivi si disperdano e si diffondano sulle pareti dell'ampolla.

Si comprende pertanto come i criteri di impiego di questi particolari triodi siano completamente diversi da quelli dei normali tubi ad alto vuoto. D'altra parte sono anche diverse le finalità che si vogliono raggiungere, poichè lo studio e lo sviluppo dei nuovi tubi sono decisamente rivolti verso le applicazioni industriali nella tecnica delle così dette correnti forti. Con i triodi a vapori di mercurio, siano essi a catodo caldo o a macchia catodica, si è infatti affrontato, e con successo, il problema della conversione statica della potenza elettrica nelle forme più svariate.

Già si dispone di unità, del tipo a macchia catodica, da 5000 A, con una tensione di scarica di 1500 V, ma si è certo lontani dai limiti superiori di potenza e di durata, per cui si può ritenere che entro un breve volgere di anni sarà possibile disporre di unità tali da permettere la soluzione completa dell'importante problema della conversione della potenza elettrica, per tutte le possibili applicazioni industriali.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

BIBLIOGRAFIA

1. H. J. van der Bijl: The thermionic vacuum tube - Mc. Graw-Hill, New York, 1920.
2. M. L. Dunoyer: La Technique du Vide - A. Blanchard, Paris, 1926.
3. J. Langmuir: G.E.R., 1920, XXIII, p. 503.
4. W. G. Houskeeper: J. A. I. E. E., 1923, XIII, p. 954.
5. J. Langmuir: G.E.R., 1923, XXVI, p. 731.
6. J. Langmuir e H. Mott-Smith: G.E.R., 1924, XXVII, p. 449.
7. C. Matteini: L'Elettrot., 1924, XI, p. 621, e Pubbl. R.I.E.C., 30.
8. J. C. Warner e O. W. Pike: Proc I.R.E., 1925, XIII, p. 589.
9. A. W. Hull e N. H. Williams: Phys. Rev., 1926, XXII, p. 432.
10. G. Jobst e S. Ganswindt: Telefunken Zeit., 1927, VIII (45 e 46), p. 64.
11. H. Simon: Telefunken Zeit., 1927, IX (47), p. 38.
12. Y. Kusunose: Proc. I.R.E., 1927, XV, p. 431.
13. C. R. Hanna, L. Sutherlin e C. B. Upp: Proc. I.R.E., 1928, XVI, p. 462.
14. D. C. Prince: Proc. I.R.E., 1928, XVI, p. 805.
15. E. Luebcke: Z. S. f. H. F. Techn., 1928, XXXII, p. 1.
16. B. Hodgson, L. S. Harley e O. S. Pratt: Electrician, 1929, CII, p. 160.
17. R. Jouaust: Onde Élec., 1929, VIII, p. 227.
18. Y. Kusunose: Proc. I.R.E., 1929, XVII, p. 1706.
19. A. W. Hull: G.E.R., 1929, XXXII, p. 213.
20. C. Matteini: Dati e memorie sulle Radiocomunicazioni, 1930, II, p. 435, e Pubbl. R.I.E.C., 51.
21. M. von Ardenne: Wir. World, 1930, XXVII, p. 214.
22. H. C. Steiner e H. T. Maser: Proc. I.R.E., 1930, XVIII, p. 67.
23. S. Ballantine e H. A. Snow: Proc. I.R.E., 1930, XVIII, p. 2102.
24. N. P. Case: Proc. I.R.E., 1931, XIX, p. 963.
25. J. C. Warner: Proc. I.R.E., 1931, XIX, p. 1561.
26. M. Boella: L'Elettrot., 1932, XIX, p. 33.
27. M. A. Acheson e H. F. Dart: Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 449.
28. I. E. Mouromtseff: Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 783.
29. C. F. Stromeyer: Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 1149.
30. J. C. Warner, E. W. Ritter e D. F. Schmit: Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 1247.
31. L. B. Turner: J.I.E.E., Londra, 1933, LXXII, p. 10.
32. C L. Lyons: Wir. World, 1933, XXXII, p. 347.

LA TECNICA DEGLI IMPIANTI DI RADIO-COMUNICAZIONI A GRANDE DISTANZA

VITTORIO GORI

Esaminate le proprietà caratteristiche delle onde lunghe e delle onde corte, si pone in evidenza quale sia l'orientamento attuale della radiotecnica per ciò che riguarda i trasmettitori di grande potenza adibiti a servizio commerciale.

Discussa la necessità di una frequenza di emissione rigorosamente costante, si studiano i vari tipi di trasmettitori comandati e ci si sofferma in modo particolare sul tipo a quarzo mettendone in risalto i vantaggi e gli inconvenienti.

Illustrato il trasmettitore italiano per il servizio radiotelefonico commerciale transoceanico, si dà un cenno sui più recenti metodi di stabilizzazione della frequenza mediante lunghe linee di alimentazione.

Si passa quindi a descrivere i vari tipi di sistemi irradianti direttivi, si studiano le proprietà caratteristiche delle linee di alimentazione degli stessi, e si dà un rapido cenno sui sistemi di equilibramento fra i primi e le seconde.

Generalità.

1. — *Onde lunghe e onde corte.* — Dal punto di vista strettamente formale, quando si parla delle onde elettromagnetiche utilizzate nel campo delle radiocomunicazioni in genere, ossia delle onde comprese nella gamma 10-30.000 metri, è pratica comune distinguerle in tre grandi categorie: *lunghe, medie* e *corte* [1]. La differenza fra queste non è però, come ben s'intuisce, fondamentale, ma è piuttosto legata al fatto, che certe loro caratteristiche proprietà diventano più o meno pronunciate mano a mano che la frequenza cambia. Così, mentre le *onde lunghe*, ossia quelle comprese nell'intervallo 30.000-

---

[1] A stretto rigore, una classificazione più razionale deve necessariamente comprendere anche le onde *ultra-corte* e le *micro-onde*, ossia rispettivamente quelle comprese fra 1 e 10 metri, e quelle al disotto di 1 metro. Dato tuttavia che lo scopo di questa memoria è rivolto principalmente all'esame degli impianti destinati ai radiocollegamenti a grande distanza, e in relazione al fatto che le ultra-corte e le micro-onde, le una e le altre dette anche *quasi-ottiche*, hanno avuto finora applicazioni, sia pure interessantissime, ma comunque limitate a collegamenti fra punti situati a distanza reciproca relativamente breve, così le escludiamo dalle nostre considerazioni bastando qui averne fatto cenno.

6.000 metri, si dimostrano adatte per i collegamenti radio a grandissima distanza, le *onde medie*, cioè quelle comprese fra 6.000 e 200 metri, sono più adatte per i collegamenti a distanze relativamente brevi. Ma sia le une, sia le altre, e sopratutto le prime, presentano il gravissimo inconveniente che la loro *intelligibilità* è fortemente influenzata da disturbi di natura atmosferica per modo che, a malgrado delle notevoli potenze che possono essere messe in gioco all'emissione, la sicurezza di un servizio radio a carattere *continuativo* diviene spesso aleatoria se non addirittura, qualche volta, impossibile.

Peraltro, fino a qualche anno addietro, la relativa facilità con cui tali onde potevano generarsi, in confronto con quelle più corte, e l'imperfetta conoscenza di queste, fecero sì che la tecnica fosse decisamente ed esclusivamente interessata all'intervallo al disopra dei 200 metri, con spiccata tendenza ad orientarsi verso il limite superiore. Si correva cioè verso i grandi e costosissimi impianti ad onda lunga con la visione di perseguire collegamenti ognor più efficaci e a distanze sempre maggiori. Ma, rilevatesi, col progredire della tecnica degli alti vuoti, le inesauribili risorse dei tubi elettronici, anche le onde corte furono « saggiate » più razionalmente, ed ecco che, parallelamente al perfezionarsi dei tubi stessi, le peculiari proprietà di queste sono brillantemente messe in luce. Sperimentalmente si scopre che col loro uso si ottengono risultati sorprendenti ed insospettati: fra l'altro, è dimostrato, che con potenze modestissime si possono raggiungere distanze straordinariamente grandi, con segnali eccezionalmente nitidi ed immuni da disturbi atmosferici. Non solo, ma il problema, in verità affascinante, di non lasciar disperdere in tutte le direzioni dello spazio l'energia oscillatoria emessa da un sistema irradiante e di dirigerla invece, contenuta in fasci più o meno acuti, verso il posto di ricezione, trova, con le onde corte, la sua più suggestiva soluzione. Invero, la realizzazione di aerei direttivi, anche se ben precisata teoricamente fino dagli inizi della radiotelegrafia, urtava con le onde lunghe contro difficoltà palesemente evidenti, dovendo le dimensioni geometriche di quelli risultare proporzionali alla lunghezza d'onda di emissione.

L'uso delle onde corte presenta tuttavia lo svantaggio che l'intensità del campo alla ricezione varia non solo con continuità secondo le ore della giornata e le stagioni dell'anno, ma anche, assai spesso, con discontinuità da un momento all'altro. Il primo fatto, detto *evanescenza* (*fading*) *a lungo periodo*, consiste in ciò, che un'onda, *ottima* per un servizio *diurno*, non è mai altrettanto buona quando il presumibile suo percorso sia parzialmente o totalmente in ombra: vi si rimedia con l'uso di trasmettitori a due o tre lunghezze d'onda, di cui si utilizza la più opportuna a seconda del periodo della giornata. Così, per trasmettere con sicurezza durante una qualunque delle 24 ore del giorno, occorre disporre per le grandi distanze di almeno tre lunghezze d'onda di lavoro. Nel caso particolare del collega-

mento Europa-Argentina, l'esperienza insegna che nelle ore diurne l'onda più opportuna si aggira intorno a 15 metri (20.000 kHz), durante le ore crepuscolari si comporta meglio quella nei dintorni di 22 m (13.600 kHz) e durante le ore notturne il servizio è più sicuramente svolto con lunghezza d'onda nell'intorno di 33 m (9.000 kHz).

Il secondo fatto, ossia la variabilità con legge più o meno discontinua dei segnali in ricezione, è comunemente chiamato *evanescenza (fading) a periodo rapido* ed è sopratutto penoso nelle trasmissioni radiotelefoniche. In queste invero, oltre all'evanescenza del segnale, possono verificarsi gravi distorsioni dovute a ciò, che l'evanescenza rapida, presentando *carattere selettivo,* può risultare assai violenta su una certa frequenza e relativamente debole su una frequenza molto prossima alla prima. I sistemi escogitati per combattere o correggere tale tipo di evanescenza sono svariati; peraltro, l'unico che a tutt'oggi l'esperienza ha dimostrato essere veramente efficace, e il cui impiego va ormai generalizzandosi, è quello derivante ([2]) dalla seguente osservazione.

Riferiamoci per esempio a tre aerei riceventi situati a distanza reciproca di qualche lunghezza d'onda, e pensiamo che ciascuno di essi sia collegato ad un proprio complesso di ricezione. Se si tiene conto del fatto, *accertato sperimentalmente,* che mentre un segnale è evanescente in un certo punto dello spazio, in generale non lo è *contemporaneamente* in un altro punto, si intuisce come l'uscita comune dei tre ricevitori possa quasi sempre permettere di combattere e vincere l'evanescenza che si avrebbe invece per ciascun ricevitore preso isolatamente. La molteplicità delle ricezioni porta cioè ad un livellamento *naturale,* che, ripetiamo, l'esperienza insegna essere fra i più soddisfacenti.

Mentre l'evanescenza a lungo periodo è generalmente interpretata come dovuta ai cambiamenti che, col variare dell'altezza del sole, subirebbero le proprietà *riflettenti* del mezzo interposto fra il trasmettitore e il ricevitore, quella a breve periodo è assai ragionevolmente spiegata ammettendo che il segnale alla ricezione possa considerarsi come la risultante di un numero di componenti propagantisi secondo tragitti diversi, *variabili* nel tempo.

Un'altra difficoltà che si presenta, sia pure a lunghi intervalli di tempo, nelle comunicazioni ad onda corta, consiste nei cosidetti fenomeni di *eco.*

Può infatti accadere che, al segnale percorrente la distanza più corta (diretta) fra il trasmettitore e la stazione di ricezione, si sovrappongano altri segnali costituiti sia da quelli che hanno effettuato il percorso più lungo (indiretto), secondo l'arco di circolo massimo fra le due stazioni, sia, *eccezionalmente,* da

---

([2]) H. H. Beverage e H. O. Peterson: Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 531.

quelli che hanno effettuato una o più volte l'intero tragitto intorno alla terra. Gli echi causati dai segnali indiretti sono soddisfacentemente eliminati con l'impiego di aerei direttivi unidirezionali; mentre invece quelli prodotti dalla ripetizione del percorso delle onde intorno alla terra non possono purtroppo eliminarsi. Ma questi ultimi, come ben s'intuisce, sono di importanza assai modesta e d'altronde assai rari.

Sta tuttavia di fatto che le onde corte si sono imposte; il numero dei canali disponibili è aumentato e il costo per canale diminuito, rispetto a quanto si verificava con le onde lunghe.

L'avvento delle onde corte pone in primo piano la stretta parentela fra i fenomeni luminosi e quelli elettromagnetici, parentela un po' dimenticata con le onde lunghe, e muta nettamente l'aspetto della tecnica radio. Allo stato attuale si può senz'altro affermare che i centri radiotelegrafici e radiotelefonici per i servizi commerciali a grande distanza, e particolarmente i secondi, sono ormai quasi esclusivamente attrezzati con impianti ad onda corta, la cui capacità di traffico si dimostra ogni giorno più sicura e senza confronto maggiore che non quella offerta dalle onde lunghe.

Pertanto, volendo dare nelle note che seguono una veduta d'insieme sui radiotrasmettitori attuali, ci riferiremo ai perfezionamenti che nel campo delle altissime frequenze sono stati raggiunti negli ultimi anni e, particolarmente, in questi ultimissimi tempi.

Trasmettitori a frequenza stabilizzata.

2. — *Considerazioni generali.* — Il requisito fondamentale, cui deve soddisfare qualsivoglia trasmettitore, risiede, com'è noto e com'è evidente, nella costanza della frequenza emessa. Le difficoltà per ottenere tale costanza aumentano naturalmente col crescere della frequenza. Per convincersene basta pensare che per ottenere, nel caso di radiotrasmissione di messaggi telegrafici, una nota di *battimenti* alla *ricezione* tale da permettere velocità elevate, occorre che la frequenza di questi non vari di oltre 100 hertz in più o in meno rispetto a 800 hertz (tale è infatti in generale la frequenza ordinaria dei battimenti). Ora, ammettendo costante la frequenza dell'oscillatore locale con cui batte l'onda in arrivo, si ha che, mentre per un'onda lunga quella variazione corrisponderebbe ad una sregolazione assai grave dell'emissione (su 15.000 metri, ossia per 20 kHz si dovrebbe avere una variazione del 0,5 %), per un'onda corta essa potrebbe dirsi inevitabile se non si facesse ricorso a specialissimi e delicati accorgimenti. Infatti, per un'onda ad esempio di 15 metri, ossia per 20.000 kHz, la variazione di 100 hertz corrisponde al 0,0005 % della fondamentale emessa e s'intuisce quindi come la più modesta causa, anche apparentemente trascurabile, possa facilmente produrla. Quando poi interessi trasmettere telefonia (e solo le onde corte

hanno permesso la pratica soluzione di questo problema) la costanza della frequenza di emissione è assolutamente indispensabile per l'intelligibilità della parola.

Tali considerazioni conducono in primo luogo a scartare nella scelta dei trasmettitori i tipi *autogeneratori*, ossia i tipi capaci di fornire direttamente tutta la potenza oscillatoria richiesta per una data emissione.

In tali circuiti infatti, l'elemento essenziale per determinare la frequenza è costituito dalla capacità dei triodi (generalmente si utilizza la capacità placca-griglia) e poichè questa varia durante il funzionamento, sia perchè essa è in parallelo con la resistenza interna dei triodi che non è perfettamente costante, sia per eventuali piccole vibrazioni, è ovvio che ne conseguano variazioni di frequenza. Tali variazioni, a cui concorre anche in maniera sensibile la tensione di alimentazione, possono, è vero, esser contenute in limiti assai bassi, ma non si riesce peraltro ad eliminarle. Per giungere a variazioni praticamente nulle, ossia per stabilizzare la frequenza, la tecnica attuale segue due soluzioni :

a) Regolato bene un oscillatore di *piccola* potenza, il quale mediante opportuni mezzi fornisca una frequenza rigorosamente costante, lo si pone al comando di una successiva serie di puri amplificatori fino ad uno stadio terminale di potenza erogante sul sistema irradiante.

b) Il trasmettitore è realizzato direttamente con triodi di potenza accoppiati al sistema irradiante, nei quali il comando della frequenza è ottenuto sia per mezzo di linee di alimentazione di energia *risuonanti*, opportunamente inserite nei loro circuiti di griglia, sia a mezzo di linee *aperiodiche* costituenti il solo accoppiamento reattivo fra i circuiti di anodo e di griglia.

Il primo metodo è quello che ha dominato fino ad oggi ed è il più seguito; il secondo non è ancora uscito del tutto dalla fase prevalentemente sperimentale, ma si dimostra oltremodo fecondo di risultati. Esaminiamoli singolarmente.

3. — *Trasmettitori a quarzo.* — Per la prima soluzione ora accennata, la funzione di battere il tempo, ossia di determinare la frequenza, è generalmente affidata ad oscillatori in cui questa è definita non dal prodotto della capacità per l'induttanza inserita in un circuito elettrico, ma in base alle costanti di un'altra trasformazione alternativa di energia. A ciò soddisfano gli oscillatori piezoelettrici, il cui principio di funzionamento si basa sulle considerazioni che seguono. Tutti sanno in che cosa consista il fenomeno della piezoelettricità [3]: « esso fu scoperto dal Curie nel 1880 e si riassume nella pro« prietà che si riscontra in parecchi corpi cristallini di presen« tare una polarizzazione elettrica quando vengono sollecitati « meccanicamente secondo determinate direzioni e, reciproca-

[3] G. VALLAURI : L'Elettrot., 1927, XIV, p. 445.

« mente, di presentare una deformazione meccanica quando ven-
« gono polarizzati elettricamente secondo le medesime dire-
« zioni. Fra i molti materiali elettrici che presentano tale pro-
« prietà, il più adatto per le applicazioni di radiotecnica è il
« quarzo ».

Supponiamo allora di ricavare da un cristallo di quarzo una lamina di esso nel modo indicato in fig. 1 *a* e pensiamo di porla fra due elettrodi così com'è indicato in fig. 1 *b*.

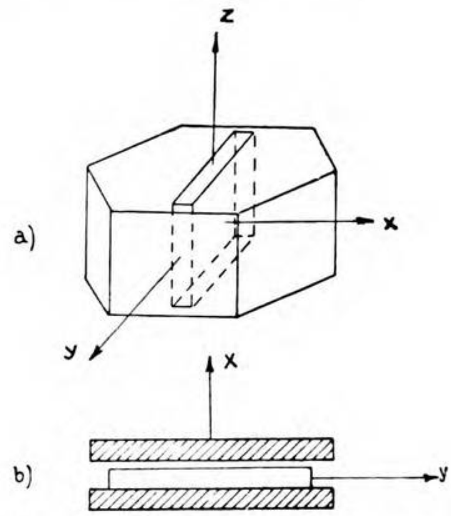


Fig. 1. — Cristallo di quarzo, lamina di quarzo e sua inserzione in un campo elettrico alternativo.

Orbene, se parallelamente all'asse elettrico XX, cioè normalmente alle facce della lamina, si applica un campo elettrico alternativo, la piastrina è sollecitata alternativamente a contrarsi e a dilatarsi nel senso del suo spessore e per conseguenza anche a dilatarsi e contrarsi secondo le dimensioni trasversali. In tali condizioni si intuisce come debbano esservi una o più frequenze in corrispondenza delle quali si manifesti un fenomeno di risonanza meccanica rispetto alla sollecitazione elettrica.

L'esperienza ha dimostrato [4] che tale risonanza si manifesta di regola secondo tre frequenze distinte. Per le oscillazioni che si utilizzano nella tecnica delle onde corte, e che sono quelle che avvengono nel verso dello spessore, Hund ha dimostrato che la frequenza f di risonanza è legata allo spessore d

[4] A. HUND: Proc. I. R. E., 1926, XIV, p. 447.

secondo la relazione $f = 287 \cdot 10^3/d$, con d espresso in centimetri.

Una lamina di quarzo collegata in modo opportuno con un triodo può quindi pilotare le oscillazioni generate da questo, mantenendone invariata la frequenza nel tempo. Uno schema molto usato è quello rappresentato in fig. 2, il cui principio di funzionamento è evidente. Basta infatti la più piccola variazione per innescare le vibrazioni meccaniche del quarzo: l'accoppiamento reattivo dovuto alla presenza della capacità griglia-placca è sufficiente a mantenerlo in oscillazione. Il circuito

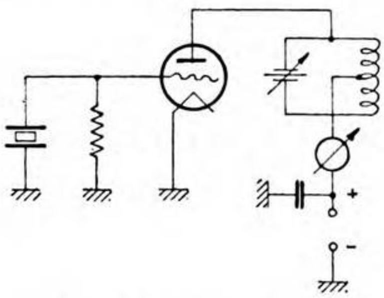


Fig. 2. — Piezoscillatore a quarzo.

oscillatorio montato sulla placca è regolato a una frequenza prossima sì, ma non eguale a quella del quarzo: perchè le oscillazioni si mantengano occorre cioè che la reattanza anodica sia induttiva.

A dire il vero la frequenza delle oscillazioni generate da un tale *piezoscillatore*, per quanto non sia praticamente influenzata, grazie al bassissimo decremento del quarzo, da possibili variazioni delle tensioni di alimentazione, risente invece sia delle variazioni di temperatura, sia dei possibili cambiamenti della posizione del cristallo fra i due elettrodi.

Per evitarle, occorre quindi che il cristallo (e il suo supporto) sia mantenuto in una camera termostatica ed il supporto particolarmente ben studiato. Con i piezoscillatori moderni si può contare su una precisione di 1 su 100.000.

La potenza messa in gioco dal circuito di fig. 2 è necessariamente piccola: dell'ordine di *poche unità* di watt. Per controllare potenze dell'ordine di decine di kW, quali son quelle che si richiedono per trasmettitori adibiti al servizio a grande distanza, occorre che l'uscita del quarzo sia amplificata da una successiva serie di amplificatori.

D'altra parte, poichè l'esperienza insegna non esser conveniente utilizzare direttamente (attraverso pure amplificazioni) cristalli aventi frequenze proprie superiori a 3000 kHz in quanto il loro spessore risulterebbe eccessivamente sottile, si è gene-

ralmente costretti ad utilizzare una delle armoniche della fondamentale del quarzo.

In definitiva, un trasmettitore pilotato da un cristallo di quarzo risulta costituito da:

a) *un circuito stabilizzatore,*
b) *uno o più circuiti moltiplicatori di frequenza,*
c) *uno o più circuiti amplificatori puri di potenza.*

Ove il trasmettitore debba essere adibito a servizio telefonico oltre che telegrafico, esso deve comportare anche:

d) *un complesso manipolatore e un complesso modulatore.*

4. — *Amplificatori di potenza e moltiplicatori di frequenza.* — In linea generale, la teoria ed il funzionamento degli amplificatori di potenza a tubi elettronici sono ormai ben noti a tutti attraverso i numerosi studi pubblicati sull'argomento ([5]).

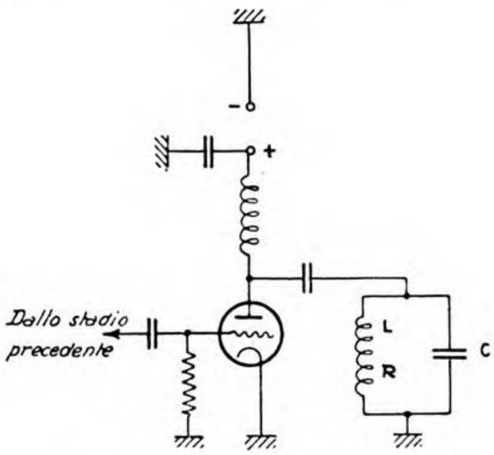


Fig. 3. — Schema di amplificatore di potenza.

Con riferimento alla fig. 3, se si suppone che una tensione alternativa sinoidale di frequenza f sia applicata fra griglia e filamento di un triodo, all'anodo del quale sia collegato un circuito oscillatorio semplice *sintonizzato* sulla stessa frequenza, ossia un circuito equivalente, per quella frequenza,

([5]) D. C. PRINCE: Proc. I. R. E., 1923, XI, p. 275.
A. A. OSWALD e J. C. SHELLENG: Proc. I. R. E., 1925, XIII, p. 313.
R. V. HANSFORD e H. FAULKNER: J. I. E. E., Londra, 1927, LXV, p. 297.
E. E. SPITZER: Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 985.
C. E. FAY: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 548.

ad una resistenza R_e *puramente ohmica,* è noto che, fra le componenti alternative delle varie grandezze in gioco nei circuiti di placca e di griglia del triodo, durante il suo funzionamento come amplificatore, valgono le seguenti relazioni (fig. 4):

a) la componente alternativa della tensione anodica è *in opposizione di fase* con la componente alternativa della tensione di griglia;

b) la componente alternativa della corrente anodica è *in fase* con la componente alternativa della tensione di griglia e

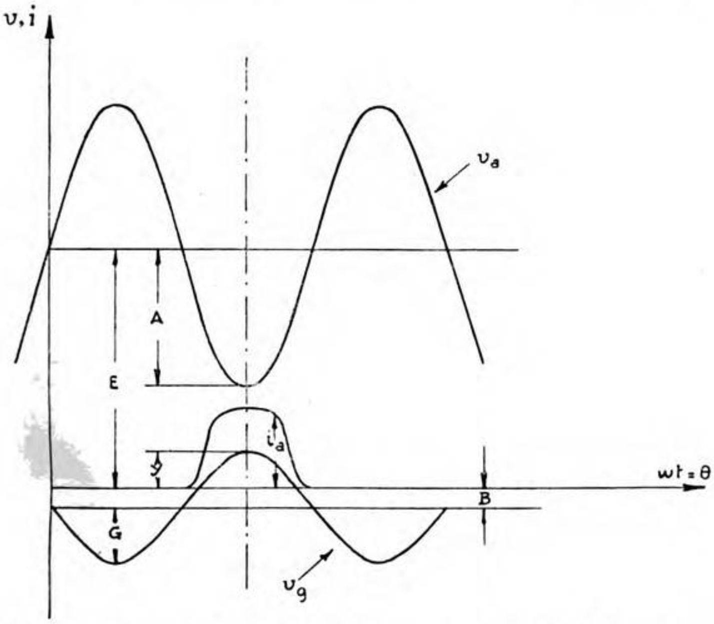


Fig. 4. — Relazioni di fase fra le componenti alternative delle tensioni di placca e di griglia di un triodo amplificatore.

quindi *in opposizione di fase* con l'analoga componente della tensione anodica.

Affinchè il rendimento di *conversione* del triodo sia il più elevato possibile (dell'ordine di 0,7-0,8) occorre che la corrente anodica abbia carattere pulsativo con pause più o meno lunghe durante ciascun periodo. Occorre cioè realizzare una specie di eccitazione ad impulso del circuito oscillatorio anodico, il che si ottiene dando alla griglia una tensione di polarizzazione fortemente negativa. In tali condizioni infatti, il valor medio del prodotto dei valori istantanei della tensione anodica e della corrente anodica, prodotto equivalente (astraendo dal circuito di griglia) alla potenza perduta nel triodo, è evidente-

mente inferiore a quello che si verificherebbe se l'andamento della corrente anodica fosse semplicemente sinoidale.

La corrente anodica, per rendimenti elevati, è ricca quindi di armoniche, ma se il circuito oscillatorio anodico presenta un decremento sufficientemente basso o, come altri dice, un elevato coefficiente di risonanza, la tensione ai suoi capi può essere ancora ritenuta, con sufficiente approssimazione, sinoidale.

Una trattazione matematica, ad un tempo generale e rigorosa, del funzionamento degli amplificatori, non sembra possa farsi a causa dell'incertezza, in cui ci si trova nel definire la forma della funzione analitica, che lega fra loro i valori della corrente anodica, della tensione di griglia e della tensione anodica.

Tuttavia, una visione sufficientemente esatta può aversi partendo dalla nota equazione *lineare* del Vallauri [6], secondo la quale la corrente anodica, intorno al valor medio di regime, può esprimersi con la relazione:

$$i_a = g_m \left(v_g + \frac{v_a}{\mu} \right), \qquad [1]$$

in cui:

g_m è la *conduttanza mutua* (ritenuta costante) dello spazio anodo-filamento, eguale al quoziente μ / R_p del coefficiente μ di amplificazione per la resistenza R_p di placca;

v_g il valore istantaneo della tensione di griglia;

v_a il valore istantaneo della tensione di placca.

Con riferimento alla fig. 4 ed ai simboli riportati nella stessa, si ha subito che:

$$v_g = G \cos\theta - B$$
$$v_a = E - A \cos\theta,$$

G essendo l'ampiezza della componente alternativa di griglia, B il valore della tensione negativa di griglia, E il valore della tensione di alimentazione d'anodo, A l'ampiezza della componente alternativa della tensione di placca.

La [1] può scriversi quindi sotto la forma:

$$i_a = g_m \left[\left(\frac{E}{\mu} - B \right) + \left(G - \frac{A}{\mu} \right) \cos\theta \right]. \qquad [2]$$

Indichiamo con $\pm\,\theta_1$ il particolar valore di θ (ossia di $\omega\, t$), computato a partire dall'istante in cui la tensione di griglia è massima, in corrispondenza del quale la corrente anodica i_a è

(6) G. VALLAURI: L'Elettrot., 1917, IV, p. 18.

eguale a zero. Tale valore risulta immediatamente dalla [2]; invero, per $i_a = 0$:

$$\theta_1 = \text{arc cos} \frac{B - \frac{E}{\mu}}{G - \frac{A}{\mu}}. \quad [3]$$

Come abbiamo già fatto rilevare, l'andamento della corrente anodica, per effetto di polarizzazione di griglia, è ben lungi dall'essere semplicemente sinoidale. Per valutare l'ampiezza I_1 della fondamentale occorre pertanto riferirsi all'analisi armonica, e da questa si ha subito:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_1}^{+\theta_1} i_a \cos\theta \, d\theta ,$$

ossia ponendo:

$$E_1 = \frac{E}{\mu} - B \quad , \quad E_2 = G - \frac{A}{\mu} ,$$

si ha anche:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} g_m \int_{-\theta_1}^{+\theta_1} (E_1 + E_2 \cos\theta) \cos\theta \, d\theta ,$$

ossia ancora:

$$I_1 = \frac{2}{\pi} g_m \left[E_1 \operatorname{sen} \theta_1 + E_2 \left(\frac{\theta_1}{2} + \frac{\operatorname{sen} \theta_1 \cos \theta_1}{2} \right) \right],$$

e, tenuto conto della [3], si ottiene:

$$I_1 = \frac{1}{\pi} g_m E_2 (\theta_1 - \operatorname{sen} \theta_1 \cos \theta_1), \quad [4]$$

espressione che si presta ad interessanti discussioni.

Supponiamo infatti che il valore della tensione negativa di polarizzazione applicata alla griglia sia tale che, *in assenza di eccitazione*, la corrente anodica sia *giusto eguale a zero*. Dalla [2] si deduce che in tal caso:

$$(E/\mu) - B = 0 \quad , \quad E = \mu B \quad [5]$$

e quindi anche:

$$\theta_1 = 90^\circ. \quad [6]$$

La [4] si riduce allora a:

$$I_1 = g_m \frac{E_2}{2}$$

e poichè:

$$E_2 = G - \frac{A}{\mu} = G - \frac{I_1 R_e}{\mu} \, , \quad g_m = \frac{\mu}{R_p} \, ,$$

R_e essendo la resistenza equivalente, alla frequenza di eccitazione, al circuito oscillatorio anodico, si ha in definitiva:

$$I_1 = \frac{\mu G}{R_e + 2 R_p} \, . \qquad [7]$$

Ciò significa che gli amplificatori, la cui polarizzazione è tale da soddisfare alla [5], sono caratterizzati dal fatto che, nel campo di validità della [1], *l'ampiezza della fondamentale della corrente anodica è direttamente proporzionale all'ampiezza della tensione di eccitazione di griglia.*

Tali amplificatori, generalmente contraddistinti col nome di amplificatori classe B, sono particolarmente interessanti in tutti quei casi in cui si ricerca anzitutto la *linearità* del processo di magnificazione, ossia interessa che l'*inviluppo* delle oscillazioni di corrente anodica sia una riproduzione *fedele* dell'inviluppo della tensione oscillatoria applicata all'entrata. Pertanto, essi si prestano egregiamente all'amplificazione di oscillazioni *modulate* su cui ritorneremo nel paragrafo successivo.

Sulla fedeltà dell'amplificazione influisce anche il modo con cui si ottiene la polarizzazione di griglia, come può facilmente vedersi.

Se la relazione [1] valesse per *tutti* i valori di tensione di placca e di griglia, nella porzione di periodo in cui la griglia, per effetto di eccitazione, è positiva, dato che $[v_g + (v_a/\mu)]$ risulterebbe in corrispondenza positivo, si dovrebbe avere corrente anodica anche con tensione di placca eguale a zero il che, evidentemente, non è possibile. La relazione [1] perde cioè, come è ben noto, di validità mano a mano che la tensione di placca diminuisce. Supponiamo tuttavia che la polarizzazione di griglia sia ottenuta, *totalmente* o *parzialmente*, attraverso un'opportuna resistenza (polarizzazione automatica). In tal caso essa cresce via via che la tensione di placca diminuisce, e pertanto riduce il massimo di tensione di griglia corrispondentemente al minimo della tensione di placca. In altri termini, la polarizzazione automatica ha tendenza, contrariamente a quello che accadrebbe se essa fosse determinata attraverso una sorgente separata, ad estendere il campo di validità della relazione lineare [7] fra corrente anodica e tensione di eccitazione di griglia. Ciò è confermato dall'esperienza.

Il rendimento degli amplificatori classe B, tenuto conto anche del fatto che la variazione nell'ampiezza della tensione di griglia può raggiungere il 100 %, è necessariamente modesto e al massimo può raggiungere il valore *medio* dell'ordine di 0,3-0,4. Per essi, la potenza erogata varia come il quadrato della tensione di eccitazione di griglia.

Quando, come nelle trasmissioni radiotelegrafiche, sono tollerate forti deformazioni della tensione all'uscita in confronto con quella all'entrata (deformazioni tuttavia attenuabili per risonanza), il rendimento migliora e può salire, come abbiamo già detto, fino a 0,7-0,8. Se l'amplificatore è fatto funzionare con una tensione di polarizzazione assai superiore a quella che soddisfa alla [5] e se la tensione di eccitazione, di ampiezza *costante*, è tale che la corrente anodica raggiunga, nell'istante in cui la tensione positiva di griglia è massima, il valore di saturazione o quasi, si realizza il cosidetto amplificatore classe C. Nel campo di validità della [1], la sua caratteristica fondamentale è che *la potenza utile varia col quadrato della tensione applicata* e pertanto l'ampiezza della fondamentale della corrente anodica varia *proporzionalmente* alla tensione anodica medesima.

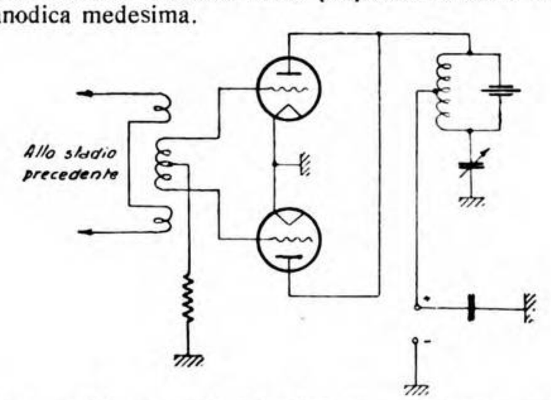


Fig. 5. — Schema di principio di duplicatore di frequenza.

Esaminato rapidamente il funzionamento degli amplificatori, è facile ora rendersi conto come si possa, attraverso gli stessi, ottenere anche una moltiplicazione di frequenza. Invero, se per *forti tensioni negative di griglia* il circuito oscillatorio anodico, anzichè su una frequenza eguale a quella di eccitazione di griglia, è accordato su una frequenza esattamente multipla, è ovvio come sia possibile isolarla ed esaltarla per risonanza. Il fatto, cioè, che la corrente di placca è deformata, permette di captare ed utilizzare una qualunque delle armoniche in essa contenute.

In generale, gli stadi moltiplicatori funzionano da *duplicatori* e il loro numero varia naturalmente con il rapporto fra la frequenza di comando (ossia quella del quarzo) e quella di emissione. Così, se il cristallo impone una frequenza di 2500 kHz (120 m) e l'emissione è fatta su 20.000 kHz (15 m), occorrono evidentemente tre successivi stadi duplicatori.

Uno schema molto usato per la duplicazione è il cosidetto *semisimmetrico,* rappresentato in fig. 5 e caratterizzato dal fatto che, mentre le griglie sono eccitate *in opposizione* dallo

stadio precedente, le placche erogano *in parallelo* sul circuito di *esaltazione* dell'armonica. Per opportuni valori della tensione di griglia, dato che i triodi lavorano alternativamente, producono nel circuito di placca una f.e.m. che, riprendendo lo stesso segno ad ogni alternanza, ha evidentemente una frequenza doppia di quella di eccitazione.

Tutto quanto precede, presuppone implicitamente che, fra circuito di placca dell'amplificatore e circuito di griglia, non esistano accoppiamenti reattivi capaci di innescare e mantenere in oscillazione il complesso indipendentemente dagli impulsi di comando. Ora si osservi che, per le alte frequenze, la reattanza di capacità fra gli elettrodi dei triodi diventa sufficien-

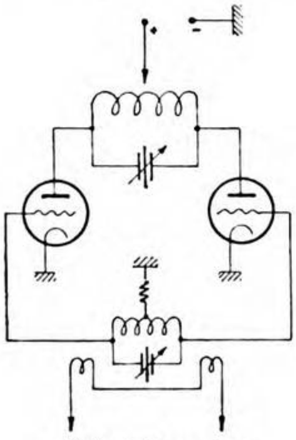


Fig. 6 *a*.

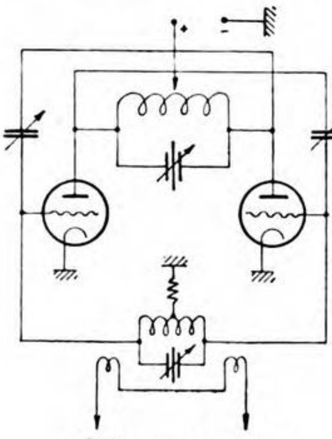


Fig. 6 *b*.

Fig. 6. — Schema di principio di circuito a triodi simmetrico e metodo di compensazione delle capacità intraelettrodiche.

temente piccola così da costituire un accoppiamento elettrostatico reattivo fra griglia e placca. Se il triodo è moltiplicatore di frequenza, allora, a causa della differenza di accordo fra i circuiti di entrata e di uscita, la reazione è relativamente piccola e può con facilità eliminarsi. Ma quando il triodo assolve al solo compito di amplificatore, il sincronismo fra la frequenza su cui è accordato il circuito di placca, e quella di eccitazione della griglia, porta ineluttabilmente alla conseguenza di auto-oscillazioni. In tal caso è assolutamente necessario controbilanciare gli effetti reattivi: problema questo la cui risoluzione non è certo agevole. Si ricorre allora all'uso dei dispositivi di *neutrodina* combinati con l'inserzione, in parti convenienti dei circuiti, di resistenze di valore tale che costituiscano cause di smorzamento per le oscillazioni parassite e siano senza effetto sulle oscillazioni comandate di frequenza desiderata.

Nella quasi generalità dei casi gli amplificatori sono montati con schemi simmetrici del tipo rappresentato in fig. 6 *a*. La neutralizzazione è, in questa ipotesi, ottenuta mediante l'aggiunta di due condensatori esterni, disposti fra l'anodo di ciascuno dei due triodi e la griglia dell'altro (fig. 6 *b*). La capacità di essi deve eguagliare quella interna dei triodi: in tal caso cioè, il ponte è perfettamente equilibrato [7].

La stabilità della neutralizzazione dipende anche dal modo con cui il circuito è meccanicamente realizzato: la disposizione dei circuiti deve essere tale che alla simmetria elettrica corrisponda la più assoluta simmetria geometrica.

Circa il proporzionamento del circuito oscillatorio anodico degli amplificatori di potenza *per onde corte*, è ovvio che il progetto non potrà essere che largamente approssimativo (stante la molteplicità di elementi, quali le capacità verso massa e simili, difficilmente valutabili); solo l'esperienza potrà indicare i valori più convenienti. In linea di massima si suggerisce di fare in modo che i volt-ampere VI di circolazione del circuito oscillatorio anodico siano eguali *per lo meno* a venti volte la potenza di alimentazione totale.

5. — *Circuiti di modulazione e di manipolazione.* — Nella quasi generalità dei casi la modulazione è effettuata *in ampiezza*, e l'orientamento della tecnica attuale è rivolto verso l'impiego di complessi modulati linearmente al 100 %.

Per comprendere i vantaggi derivanti da una modulazione profonda, è opportuno ricordare che il mezzo, attraverso il quale avviene la propagazione (l'etere), è di continuo sottoposto a perturbazioni elettriche più o meno ampie, comunemente contraddistinte col nome di *parassiti*. Se accade che la frequenza propria di questi sia prossima a quella dell'emissione che interessa ricevere, si producono battimenti traducentisi in una specie di rumore di fondo con evidente scapito della purezza della ricezione. Tale rumore risulta quindi proporzionale all'ampiezza dell'*onda portante* [8].

---

(7) H. E. HALLBORG, L. A. BRIGGS e C. W. HANSELL: Proc. I. R. E., 1927, XV, p. 467.

I. F. BYRNES e J. COLEMAN: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 422.

(8) Si ricordi che l'espressione analitica di un'onda modulata *in ampiezza*:

$$A\,(1 + k\ \mathrm{sen}\,\Omega\, t)\ \mathrm{sen}\,\omega\, t\,,$$

in cui A è l'ampiezza dell'onda portante di pulsazione ω, k la percentuale di modulazione effettuata con una pulsazione Ω, può essere sviluppata matematicamente secondo tre componenti:

$$(A/2)\ k \cos\,(\omega + \Omega)\, t \qquad [8]$$

$$(A/2)\ k \cos\,(\omega - \Omega)\, t \qquad [9]$$

$$A\ \mathrm{sen}\,\omega\, t. \qquad [10]$$

Le prime due [8] e [9] costituiscono le cosidette *bande laterali*, mentre la terza [10] indica l'*onda portante*.

Per diminuirlo, e per aumentare in pari tempo l'intensità del segnale ricevuto, occorre ovviamente aumentare l'ampiezza delle *bande laterali*, ciò che si ottiene modulando profondo. Per una modulazione del 100 % la potenza *massima* ottenibile in un certo istante è eguale a quattro volte la potenza dell'onda portante e la potenza *media* è eguale a 1,5 volte la potenza dell'onda portante.

Il sistema di modulazione quasi generalmente seguito fino a qualche tempo fa era quello conosciuto col nome di sistema *a corrente costante*, dovuto a Heising e ormai ben noto a tutti.

Nella sua applicazione classica, rappresentata in fig. 7, ossia col gruppo modulatore posto direttamente in parallelo sul

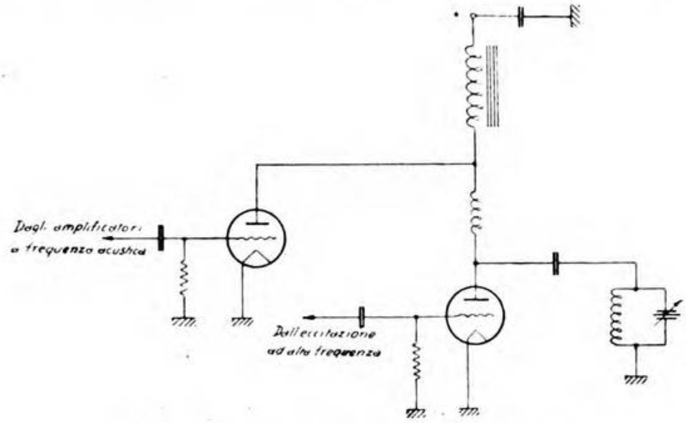


Fig. 7. — Sistema Heising di modulazione.

gruppo oscillatore, non si poteva peraltro ottenere una profondità di modulazione del 100 %. Invero, affinchè questa possa raggiungersi, è necessario che i triodi modulanti siano capaci di imprimere, senza sovraccarico, sul circuito di placca dei triodi modulati, tensioni a frequenza acustica aventi *punte di valore (assoluto) eguale alla tensione costante di alimentazione degli stessi*. Col sistema Heising si avrebbero in tal caso immancabili gravi distorsioni. Per evitarle, e mantenere tuttavia la modulazione al 100 %, è necessario modificare il sistema nel senso che la tensione di alimentazione dei modulatori sia molto più alta della tensione di alimentazione dei triodi modulati. Pertanto, i due gruppi, modulatore e modulato, sono separatamente alimentati con due sorgenti distinte (generalmente si utilizzano due dinamo in serie) così come è rappresentato in fig. 8, ciascuna delle quali porta inserita una grossa induttanza a nucleo di ferro. La tensione a frequenza acustica che, in conseguenza della parola, si manifesta ai capi dell'induttanza posta sull'alimentazione del modulatore, viene addotta alla placca del

modulato attraverso un condensatore di grande capacità. L'amplificatore modulato deve essere realizzato in modo che, *per un'ampiezza costante delle oscillazioni di griglia in alta frequenza, la corrente nel circuito oscillatorio anodico varii linearmente con la tensione di placca.*

Il sistema poi di modulare direttamente in alta potenza, cioè sullo stadio finale, è stato del tutto abbandonato. Ad evitare possibili distorsioni dovute agli amplificatori acustici, si preferisce modulare sugli stadî intermedi di bassa potenza ed amplificare successivamente le oscillazioni modulate.

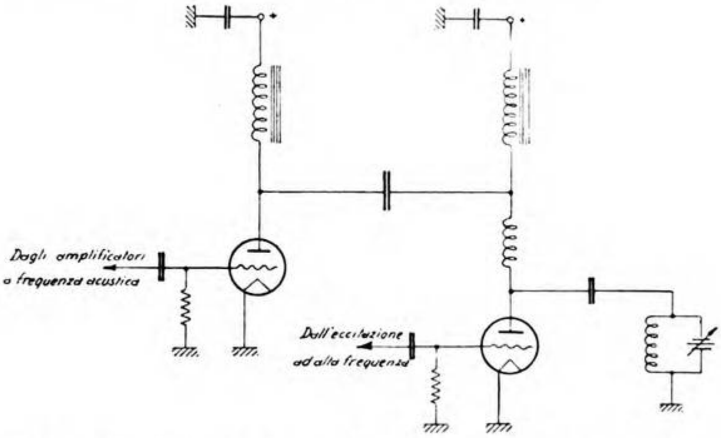


Fig. 8. — Modificazione del sistema Heising per ottenere una profondità di modulazione del 100 %.

Per la manipolazione dei segnali telegrafici è da notarsi che, fino a quando si utilizzavano, quali sorgenti di alimentazione anodica degli stadî di potenza, gruppi raddrizzatori costituiti da diodi ad alto vuoto, il miglior sistema era quello comunemente detto: *manipolazione per assorbimento o per compensazione del carico* (fig. 9). Tale sistema era ottenuto derivando sui triodi di potenza un circuito, esso pure a triodi, la cui conduttività era resa rispettivamente nulla o grandissima col ritmo dei segnali; ossia, durante l'intervallo fra questi, la potenza messa in gioco dal raddrizzatore era *deviata* e dissipata in resistenze di valore opportuno. Il raddrizzatore lavorava cioè *a regime*, ed erano quindi evitate le variazioni di tensione che, a causa della grande resistenza interna dei diodi, s. sarebbero manifestate se la manipolazione fosse stata fatta per *variazione totale* di corrente (cioè da zero al valore di lavoro).

Tali variazioni non solo si sarebbero tradotte in sovratensioni ai capi dei condensatori del filtro di livellamento, posto immediatamente a valle del raddrizzatore, ma, equivalendo a va-

riazioni rapide del campo elettrostatico nell'interno dei diodi, avrebbero determinato sollecitazioni dinamiche sui filamenti degli stessi, con grave discapito della loro vita media.

La comparsa dei raddrizzatori a vapore di mercurio e catodo caldo ha permesso un notevole progresso in fatto di manipolazione, giacchè con il loro impiego la compensazione diviene inutile e si risparmia quindi il gruppo dei triodi assor-

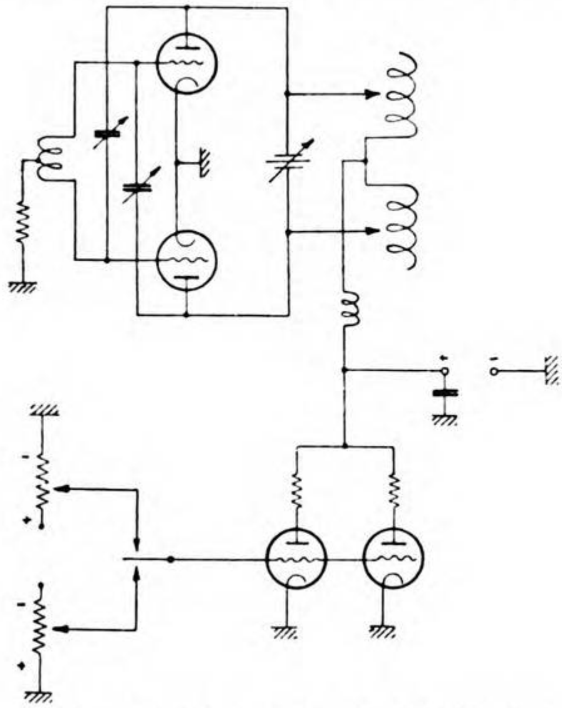


Fig. 9. — Sistema di manipolazione per assorbimento.

bitori. Invero, la caduta interna di tensione del nuovo tipo di raddrizzatori è di poche decine di volt e, quel che più conta, è *indipendente dal carico*.

In ogni caso occorre che le oscillazioni di comando agenti sulla griglia dello stadio di potenza siano esse pure bloccate col ritmo dei segnali. Ciò può ottenersi per esempio col dispositivo riprodotto in fig. 10.

L'alimentazione anodica di uno degli stadî moltiplicatori di frequenza è fatto attraverso una resistenza R di valore opportuno. A valle di questa, in derivazione sullo stadio moltiplicatore, viene posto un triodo di potenza adeguata, il cui circuito di griglia può esser reso negativo o positivo con la ca-

denza della manipolazione. In corrispondenza del segnale, la griglia è fortemente negativa sì che il triodo derivato è riducibile ad una resistenza praticamente infinita e non influisce sul valore della tensione applicata all'anodo del moltiplicatore. Fra due segnali consecutivi invece, la griglia del triodo derivato è fortemente positiva; esso assorbe quindi una certa corrente la quale, attraverso *R*, produce una caduta di tensione tale che lo stadio moltiplicatore rimane bloccato.

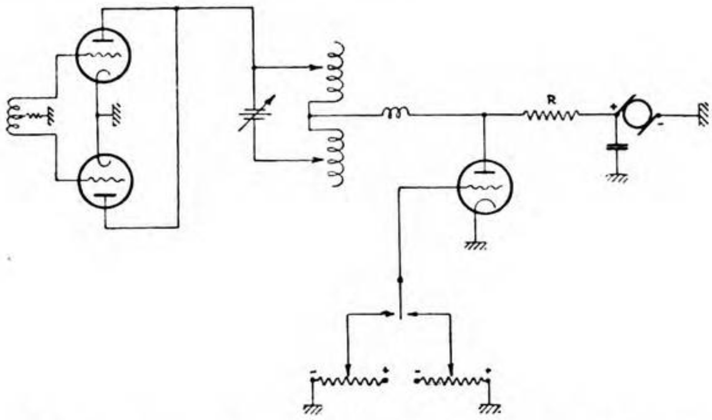


Fig. 10. — Sistema di manipolazione in derivazione su un circuito duplicatore di frequenza.

6. — *Alcune cause di distorsione*. — Nell'attuazione di trasmettitori radiotelefonici occorre tener presente che, a causa di possibili reazioni sullo stadio pilota, la frequenza di comando può, durante il ciclo di modulazione, variare in funzione dell'*ampiezza* e della *frequenza* dell'onda modulante. D'altro canto può anche verificarsi che, per circostanze varie, di cui diremo fra breve, pur mantenendosi costante la frequenza del circuito di comando, *la differenza di fase fra la tensione oscillatoria di questo e la tensione oscillatoria di antenna, sia variabile sotto l'influenza della modulazione*.

Gli effetti di queste azioni sono stati classificati da taluno [9] in due distinti tipi di modulazione, a cui si è dato il nome di modulazione di frequenza e di modulazione di fase, per distinguerli dagli effetti, più generalmente noti, della modulazione di ampiezza. Giova rilevare subito che non può esserci variazione nello spostamento di fase di una grandezza alternativa sinoidale, rispetto ad un'altra di frequenza costante, senza una contemporanea variazione di frequenza della prima.

[9] J. C. Schelleng: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 913.

Per la modulazione di ampiezza si ha la nota espressione:

$$a = A\ (1 + k\ \text{sen}\ \Omega\ t)\ \text{sen}\ \omega\ t \qquad [11]$$

ove ω è la pulsazione della portante, Ω quella della modulazione e k il fattore di modulazione.

Per la modulazione di frequenza o di fase, si ha per contro l'espressione:

$$a = A\ \text{sen}\ (\omega\ t + m\ \text{sen}\ \Omega\ t) \qquad [12]$$

e la distinzione fra le due è fatta convenzionalmente (e quindi arbitrariamente), chiamando modulazione di fase quella che si verifica quando il meccanismo della modulazione è tale che, per una data pulsazione della portante ω e per una data ampiezza dell'azione modulante applicata a quel meccanismo, il coefficiente di modulazione m è indipendente dalla pulsazione della modulante Ω. Vien detta invece modulazione di frequenza quella che si verifica, allorchè il meccanismo della modulazione è tale che, a pari ω e pari ampiezza dell'azione modulante ad esso applicata, il coefficiente di modulazione risulta inversamente proporzionale ad Ω.

In realtà in ambedue i casi si ha variazione (ossia modulazione) così di fase, come di frequenza, se si intende per fase lo spostamento dei passaggi per zero rispetto a quelli corrispondenti di una grandezza armonica semplice di pulsazione costante ω, e per frequenza (media durante un intervallo di tempo dell'ordine di $T = 2\,\pi/\omega$) l'inversa del tempo che trascorre fra due consecutivi passaggi per zero nel medesimo caso.

Si vede, che i due casi così definiti sono soltanto due casi particolari della modulazione di fase e di frequenza rappresentata dalla [12], poichè si possono agevolmente concepire altre leggi di dipendenza di m da Ω oltre le due postulate nelle due definizioni: m = cost e $m = 1/\Omega$. Le differenti conseguenze delle due definizioni di modulazione di fase e modulazione di frequenza si mettono in rilievo, considerando il caso che l'azione modulante non sia armonica semplice, ma risulti invece di varie componenti di frequenza diversa.

Si vede altresì che, nel caso della [11] (modulazione di ampiezza), i passaggi per zero avvengono sempre ad intervalli di tempo costanti, eguali a $T/2 = \pi/\omega$, laddove nel caso della [12] (modulazione di fase o di frequenza) l'intervallo fra due consecutivi passaggi per zero va variando continuamente fra un massimo ed un minimo con pulsazione Ω. Se $\Omega \ll \omega$ e $m\,\Omega < \omega$, quel massimo e quel minimo stanno con grande approssimazione al valor medio $T/2$ nel rapporto $\omega/(\omega \pm m\,\Omega)$. Reciprocamente nel caso della [11] i massimi, positivi e negativi, delle singole semionde variano fra $A\ (1 + k)$ ed $A\ (1 - k)$ (fig. 11), laddove invece nel caso della [12] sono tutti eguali ad A (fig. 12).

Nel funzionamento dei trasmettitori può accadere per varie cause che, alla voluta modulazione di ampiezza, si aggiunga

una non desiderata modulazione di fase o di frequenza, così che l'espressione della grandezza modulata diventi:

$$a = A\ (1 + k\ \text{sen}\ \Omega\ t)\ \text{sen}\ [\omega\ t + m\ \text{sen}\ (\Omega\ t + \varphi)]. \qquad [13]$$

Ciò è causa di distorsione, perchè si può dimostrare che questa duplice modulazione dà luogo alla presenza, oltre che della portante, non solo delle due onde laterali di pulsazione

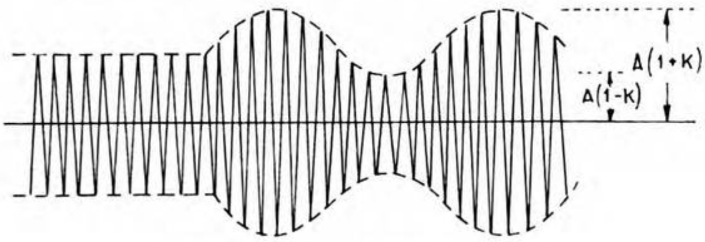


Fig. 11. — Modulazione di ampiezza.

$\omega \pm \Omega$ che si avrebbero con la sola modulazione di ampiezza, ma anche a tutta una serie di altre componenti di frequenza $\omega \pm n\,\Omega$ (per n intero); le quali per di più (tranne che nel caso di $\varphi = 0$) non hanno, a pari n, eguale ampiezza al di sopra e al di sotto di ω, così che lo spettro dell'onda modulata, oltre a comprendere un gran numero di componenti che originano distorsione, non è neppur più simmetrico nelle sue due bande al di sopra e al di sotto della portante ω.

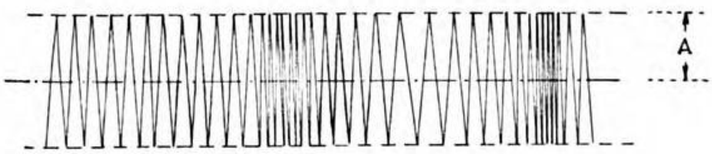


Fig. 12. — Modulazione di fase.

L'uso dell'oscillografo a raggi catodici permette facilmente di *vedere* se un trasmettitore ha o non ha tendenza a produrre una modulazione di fase. Pensiamo infatti di applicare ad una coppia di lamine deflettenti di un ordinario oscillografo una tensione derivata dal circuito di comando (o dall'ultimo stadio moltiplicatore, ove esistano moltiplicazioni di frequenza), mentre all'altra coppia sia applicata una tensione derivata dal circuito finale di uscita del trasmettitore. E' ovvio, che, in assenza di modulazione e per un'opportuna regolazione delle fasi di quelle tensioni, la macchia descrive una retta inclinata di un certo angolo rispetto ad uno dei due assi di riferimento. In modulazione, *se la variazione della fase dell'onda portante è nulla,*

la macchia descrive ancora una retta, ma l'inclinazione di questa varia ritmicamente fra un minimo ed un massimo dipendenti dalla profondità di modulazione. In altri termini, la figura rilevabile sullo schermo dell'oscillografo è ora costituita da due triangoli simmetrici contenuti rispettivamente nel primo e terzo quadrante (o nel secondo e quarto) come risulta dalla fig. 13.

Se per contro, sotto l'influenza della modulazione, vi è variazione di fase dell'onda portante, la macchia luminosa, dalla retta descritta senza modulazione, passerà a descrivere un'ellissi più o meno ampia a seconda dell'importanza di quello spostamento di fase.

La cause tendenti a produrre la modulazione di fase, intesa nel senso ora considerato, possono essere di vario ordine,

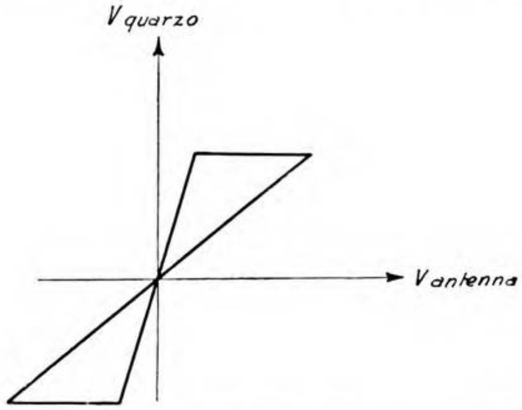


Fig. 13. — Composizione oscillografica della tensione dello stadio di comando di un trasmettitore radiotelefonico e della tensione di antenna.

ma sopratutto hanno notevole peso quelle imputabili a non perfetta neutralizzazione degli stadi amplificatori. Questi ultimi infatti, per non avere il benchè minimo effetto retroattivo, debbono risultare assolutamente stabili per tutta l'estensione delle variazioni della tensione oscillatoria di griglia: ossia non è sufficiente che la stabilità, in assenza di eccitazione di griglia, sia ottenuta traendo *anche* profitto del benefico effetto della tensione di polarizzazione. Tutti i *livelli* di eccitazione di griglia sono egualmente importanti ed un ampio margine di stabilità non sarà raggiunto, fino a quando non si sia ottenuto che, con tensione di polarizzazione *nulla* e senza eccitazione di griglia, gli stadi amplificatori non abbiano alcuna tendenza all'innesco, qualunque sia la posizione dell'elemento variabile del circuito oscillatorio anodico. Si ha quindi una conferma dell'importanza (ed insieme della difficoltà) dei sistemi di neutrodina precedentemente descritti.

A titolo di esempio di rilievo oscillografico fatto con lo scopo di verificare la presenza o meno di modulazione di fase, si riporta, nella fig. 14, l'oscillogramma ricavato sul trasmettitore ad onde corte della Italo Radio descritto nel paragrafo successivo. Insieme con la notevole profondità di modulazione, si rileva l'assoluta mancanza di spostamento dinamico dell'onda portante, il che conferma la bontà della costruzione e la sicurezza del servizio che essa consente.

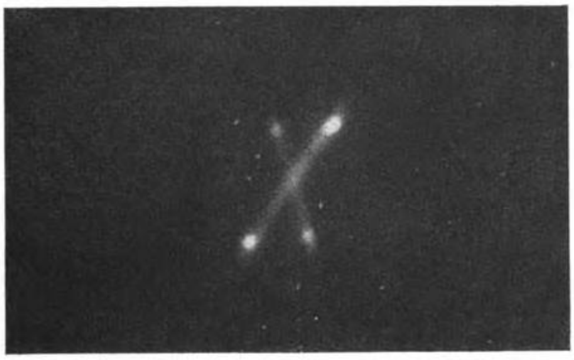


Fig. 14. — Rilievo oscillografico ricavato sul trasmettitore radiotelefonico della Italo Radio, dimostrante l'assenza di modulazione di fase o di frequenza.

7. — *Dati relativi ad un trasmettitore completo.* — La Società Italo Radio ha recentemente messo in servizio un trasmettitore di grande potenza per il servizio telefonico pubblico transoceanico. L'inaugurazione di questo delicato servizio avvenne nel dicembre 1931, dopo lusinghieri risultati ottenuti con conversazioni bilaterali ufficiose scambiate fra personalità italiane e personalità di Buenos Aires. Il collegamento è ora aperto al pubblico, per modo che un utente di qualsiasi città d'Italia può corrispondere dalla propria abitazione, o dal proprio ufficio, con qualsivoglia corrispondente della rete telefonica argentina o brasiliana.

L'insieme del trasmettitore è desumibile dalle fotografie riportate in fig. 15 e 16 e il suo schema elettrico è riprodotto in fig. 17.

Il complesso è, in riassunto, costituito nel modo che segue:

a) un gruppo di comando;
b) un gruppo amplificatore;
c) un sistema modulatore.

Il gruppo di comando è costituito da:

1°) Un circuito governato da cristallo di quarzo, comprendente un triodo da 50 watt di potenza *nominale,* ma alimentato a 220 volt. La precauzione di far lavorare il triodo

ad una potenza assai inferiore a quella corrispondente al suo regime normale permette di ottenere un'onda di comando estremamente regolare nell'ampiezza e nella frequenza. Il cristallo oscilla su m 122,40.

2°) Un circuito di amplificazione delle oscillazioni del cristallo, detto *stadio separatore*, il cui compito è, non solo quello di elevare il livello dell'uscita del circuito del pilota, ma altresì di costituire una impedenza costante per il pilota stesso e *prevenire* che eventuali *reazioni* durante la modulazione possano ripercuotersi sulla frequenza di comando.



Fig. 15. — Veduta d'insieme del trasmettitore radiotelefonico transoceanico della Italo Radio.

3°) Tre stadî di duplicazione successiva di frequenza, costituiti ciascuno da 2 triodi da 50 watt di potenza nominale, montati in semisimmetrico.

4°) Uno stadio di amplificazione pura, montato secondo uno schema simmetrico neutralizzato, con 2 triodi da 250 watt cadauno, alimentati a 800 volt. Su tale stadio è effettuata la modulazione come sarà detto in seguito.

5°) Uno stadio di amplificazione pura, montato secondo uno schema simmetrico con due *tetrodi* da 750 watt cadauno alimentati a 2500 volt. Una opportuna scelta della tensione positiva applicata sulla *griglia schermo* e la schermatura completa fra il circuito di eccitazione, posto sulla *griglia di comando*, ed il circuito oscillatorio anodico, hanno permesso la realizzazione di uno stadio di amplificazione particolarmente

stabile senza dover ricorrere a nessuno speciale dispositivo esterno di compensazione.

6°) Uno stadio di amplificazione pura realizzato con due triodi da 10 kW cadauno di potenza nominale, alimentati a 4000 volt. I due triodi sono di tipo ad anodo esterno raffreddato con acqua in circolazione. Il circuito è neutralizzato.

Il gruppo finale amplificatore è costituito da 2 triodi da 20 kW cadauno di potenza nominale, montati secondo uno schema simmetrico, alimentati a 7000 volt.

I triodi sono essi pure di tipo ad anodo esterno raffreddato

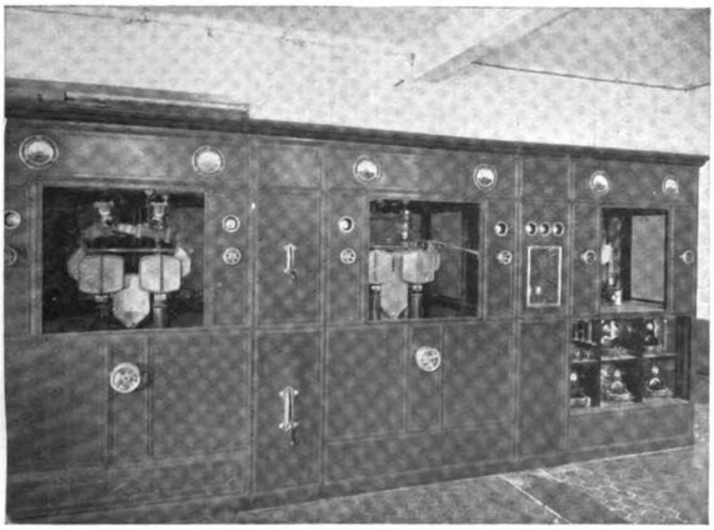


Fig. 16. — Particolare del trasmettitore radiotelefonico transoceanico della Italo Radio.

da acqua in circolazione. La realizzazione di questo stadio è stata particolarmente delicata, ma, grazie a dispositivi di bilanciamento opportunamente studiati, la sua stabilità è assolutamente perfetta. Come per lo stadio precedente, ad evitare le perdite elettriche nella canalizzazione dell'acqua, l'attacco di questa è stato fatto al *centro* dell'induttanza del circuito oscillatorio anodico, là dove cioè la *tensione oscillatoria* presenta, rispetto a terra, un nodo. D'altra parte, per rendersi conto in ogni istante che i due triodi si ripartiscono simmetricamente il carico, sono state adottate speciali disposizioni atte allo scopo. In particolare, è possibile leggere, su appositi milliamperometri e amperometri, sia le correnti singole delle due griglie, sia le correnti singole delle due placche.

La modulazione è effettuata, come abbiamo già accennato,

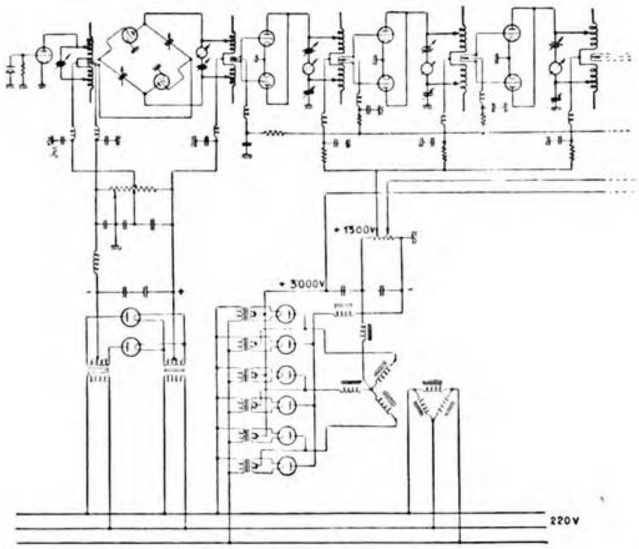


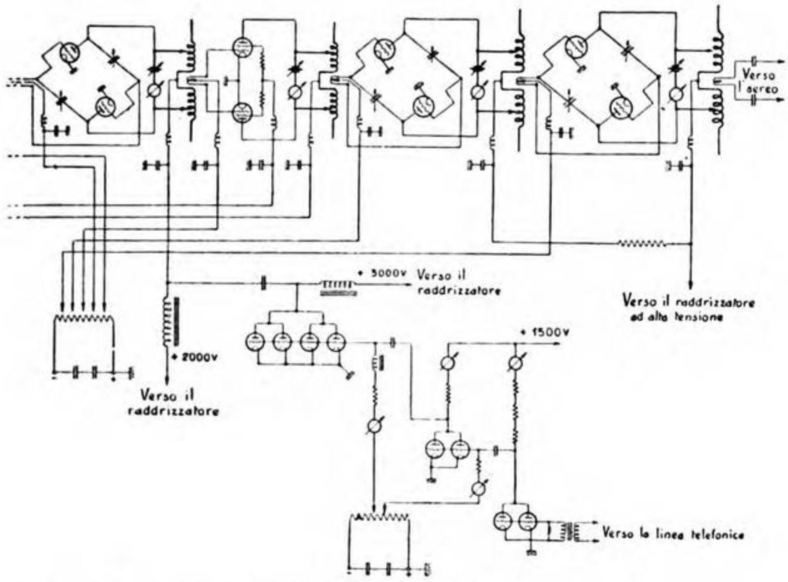
Fig. 17. — Schema di principio del trasmettitore

sul primo stadio di amplificazione da 250 watt. Il sistema è costituito da tre successivi stadî amplificatori a frequenza acustica. Il primo di essi, montato con 2 triodi da 10 watt in parallelo, è direttamente inserito sulla linea telefonica, ed eroga attraverso un accoppiamento per resistenza e capacità sul secondo costituito da 2 triodi da 50 watt. Questo a sua volta eroga fra griglia e filamento di 4 triodi da 200 watt, sul cui circuito anodico è inserita l'*induttanza di modulazione*. La tensione a frequenza acustica, che si manifesta ai capi di questa per effetto della voce, è portata, attraverso un condensatore di alcuni microfarad, all'alimentazione del primo stadio amplificatore del gruppo di comando. La profondità di modulazione è dell'ordine del 90 %.

Le tensioni anodiche di alimentazione di tutti gli stadî, e le tensioni di griglia, sono ottenute *tutte* con raddrizzatori a vapore di mercurio e catodo caldo. Ciò costituisce una notevole semplificazione di esercizio.

8. — *Considerazioni sui trasmettitori a quarzo.* — Dopo quanto precede appare evidente come un trasmettitore a quarzo si presenti sotto una forma, se non complessa, certamente non semplice. Il numero piuttosto grande di circuiti, che a partire dal quarzo sono necessari per arrivare al sistema irradiante, rende piuttosto delicata la condotta di questi trasmettitori.

In un grande centro radio, destinato a mantenere il colle-



radiotelefonico transoceanico della Italo Radio.

gamento contemporaneo con varî corrispondenti, occorrono evidentemente molti trasmettitori e ciò moltiplica il numero dei circuiti in gioco. Il capitale installato in *soli tubi elettronici* raggiunge rapidamente il valore di varie centinaia di migliaia di lire, sì che l'esercizio delle onde corte in queste condizioni di funzionamento diventa alquanto oneroso. D'altra parte, le numerose regolazioni occorrenti per ciascun trasmettitore obbligano, per la sicurezza del servizio, alla presenza di un personale di guardia molto specializzato. Ne segue che, mentre dal punto di vista eminentemente tecnico i trasmettitori a quarzo costituiscono una soluzione geniale dei complessi a frequenza stabilizzata, dal punto di vista *pratico* non rappresentano certo una soluzione pienamente soddisfacente.

Nasce spontanea la domanda se non sia possibile ricorrere ad altri dispositivi i quali, pur non permettendo una stabilità così spinta quale è quella offerta dai quarzi, risolvano lo stesso problema in maniera molto più semplice e meno costosa. A ciò sembra siano giunti i tecnici della « Radio Corporation of America » [10] da poco tempo. Non mancano inoltre altre proposte altrettanto interessanti [11].

---

[10] J. W. Conklin, J. L. Finch e C. W. Hansell: Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 1918.

[11] Y. Kusunose e S. Ishikawa: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 310.

9. — *Trasmettitori stabilizzati con lunghe linee.* — La R. C. A. ha ottenuto di poter controllare la frequenza degli oscillatori, accoppiando a questi, in modo opportuno, lunghe linee di alimentazione di energia ad alta frequenza ([12]). I metodi adottati sono i seguenti.

10. — *Linee risuonanti.* — In ultima analisi la stabilità della frequenza di un piezoscillatore è sostanzialmente dovuta a ciò, che il circuito oscillatorio elettrico *equivalente* al cristallo presenta un decremento logaritmico straordinariamente basso

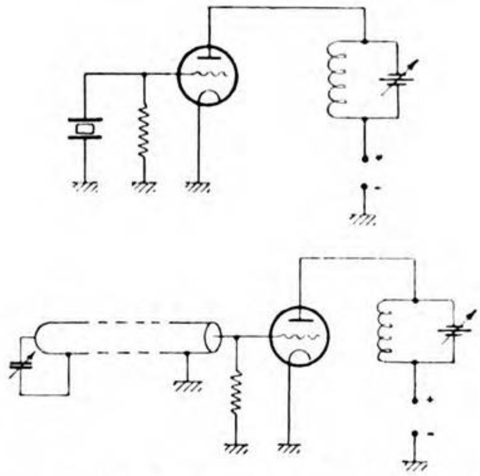


Fig. 18. — Inserzione, nel circuito di un triodo, di una linea di stabilizzazione di frequenza in confronto con l'inserzione di un cristallo di quarzo.

(dell'ordine dei centomillesimi). Orbene, si dimostra che una linea di alimentazione di energia a frequenza radio, quando sia meccanicamente ben costruita e ben realizzata, equivale essa pure ad un circuito oscillatorio di *bassissimo decremento* e può pertanto contribuire alla stabilizzazione della frequenza di un oscillatore in modo analogo a quanto è fatto con un quarzo. Agli effetti *pratici*, la differenza caratteristica fra i due modi di stabilizzazione risiede fondamentalmente in ciò, che mentre un cristallo può pilotare un circuito (a triodi) nel quale è in gioco, necessariamente, *una potenza di pochi watt*, la linea di alimentazione può essere *direttamente applicata in un circuito nel quale la potenza oscillatoria utile può raggiungere decine*

([12]) Sul comportamento e sulle caratteristiche delle linee di alimentazione di energia a frequenza radio si riferisce nell'ultima parte della presente relazione.

di kW. Il suo uso elimina di colpo la necessità della lunga teoria di moltiplicatori, amplificatori, ecc., e riduce quindi in misura davvero notevole il costo di impianto e di esercizio di un trasmettitore.

Lo schema di principio per il collegamento di una linea di stabilizzazione di frequenza con un triodo, in confronto con quello seguito per un quarzo, è riprodotto in fig. 18. La linea di alimentazione è qui costituita da due conduttori tubolari concentrici, opportunamente isolati fra loro.

Naturalmente le variazioni di temperatura ambiente producono variazioni di frequenza, ma s'intuisce come le prime possano essere efficacemente ridotte ricorrendo a tipi di linee con bassi coefficienti.

Il nuovo sistema sembra fornire risultati davvero lusinghieri: esso è stato esperimentato dalla R. C. A. con trasmettitori transoceanici in effettivo servizio, con potenze utili dell'ordine di 20-40 kW.

11. — *Linee aperiodiche*. — E' molto noto come la condizione teorica di esatta opposizione di fase fra le componenti

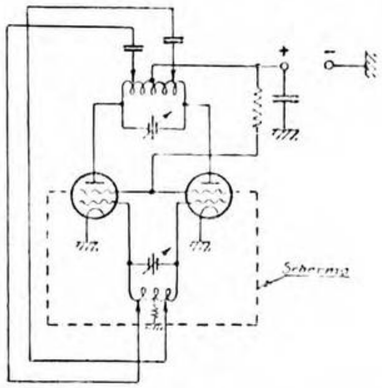


Fig. 19. — Schema di principio di un oscillatore a frequenza stabilizzata con linea aperiodica.

alternative delle tensioni di griglia e di placca di un triodo oscillatore sia, in pratica, discretamente lontana dall'essere verificata. Le cause di sfasamento sono molteplici ([13]) e, per le onde corte, hanno particolare importanza quelle imputabili alle capacità interne dei triodi. Se queste ultime sono opportunamente neutralizzate, e se l'accoppiamento reattivo fra i circuiti di placca e di griglia è fatto mediante una linea *aperiodica*, ossia equilibrata verso il circuito di griglia così da esser percorsa da un

([13]) C. Matteini: L'Elettrot., 1932, XIX, p. 121.

flusso di energia *puramente progressivo* (14) (senza riflessioni) dalla placca alla griglia, si verifica allora quanto segue.

Poichè la velocità di propagazione sulla linea è costante, ogni variazione di frequenza che tenda per una qualsivoglia causa a prodursi, sposta la fase delle tensioni agli estremi della linea stessa e quindi la fase dell'eccitazione rispetto alla tensione anodica. A sua volta la variazione di fase di eccitazione sposta la fase della corrente anodica rispetto alla tensione anodica in senso tale da opporsi alla variazione di frequenza.

La fig. 19 rappresenta uno schema di circuito stabilizzato nel modo ora detto. Anche in questo caso, i risultati ottenuti dalla R. C. A. sembrano oltremodo soddisfacenti e pertanto la stessa predice una assai prossima loro definitiva affermazione anche nel campo commerciale.

La linea di accoppiamento deve anche in questo caso esser sottratta alle rapide variazioni di temperatura ed all'azione di f. e. m. esterne.

Sistemi irradianti.

12. — *Aerei direttivi.* — Le brillanti analogie fra i fenomeni elettromagnetici e quelli luminosi, dimostrate matematicamente dal Maxwell e confermate dalle celebri esperienze del Hertz e del Righi, fecero sorgere, come abbiamo accennato in principio, fino dagli inizi della radiotelegrafia il problema della dirigibilità dell'energia oscillatoria emessa da un dato sistema irradiante.

Nel 1899 il Brown mise in evidenza il primo sistema direttivo, utilizzando due antenne verticali distanti mezza lunghezza d'onda, percorse da correnti oscillatorie di eguale ampiezza, ma di fasi opposte l'una all'altra. Nel 1901 lo Stone immaginò un altro sistema direttivo, costituendolo con due antenne verticali, distanti mezza lunghezza d'onda e vibranti con correnti di eguale ampiezza ed in *concordanza di fase*. Nel primo caso il diagramma dell'energia irradiata, computato nel piano equatoriale degli oscillatori, presenta una direzione di radiazione *nulla* in corrispondenza delle due seminormali al piano contenente gli assi degli oscillatori. Nel secondo caso invece quella stessa direzione diventa la direzione di *massima* radiazione, mentre l'intersezione del piano contenente gli assi degli oscillatori col piano equatoriale costituisce una direzione di radiazione nulla.

Nel 1902 il Blondel dimostrò che due aerei distanti l'uno dall'altro di un quarto di lunghezza d'onda e vibranti secondo correnti di eguale ampiezza sì, ma fra loro in *quadratura*, originano una irradiazione direttiva *unidirezionale*. In seguito il Bellini dimostrò matematicamente come, raggruppando in modo conveniente i sistemi previsti dai precedenti sperimentatori, e

(14) Vedi l'ultima parte della presente relazione.

modificando secondo una legge determinata la distribuzione relativa delle correnti, si poteva giungere alla soluzione completa della dirigibilità. Infine lo Chireix generalizzò il problema prevedendo raggruppamenti varî e calcolando i diagrammi direttivi corrispondenti.

Ma fino a quando valeva in radiotelegrafia la formula che per vincere le grandi distanze bisognava ricorrere sia alle grandi potenze, sia alle *grandi lunghezze d'onda*, il problema della dirigibilità perdeva gran parte della sua importanza pratica. La situazione cambiò invece d'aspetto quando Marconi, il cui nome è legato ad ogni balzo in avanti della radiotecnica, valorizzò le onde corte e creò i suoi complessi a fascio ormai noti in tutto il mondo.

Richiamiamo intanto qualche nozione elementare sulla direttività.

13. — *Varî casi.* — Dal punto di vista puramente qualitativo, il principio su cui si basa la direttività delle onde elet-

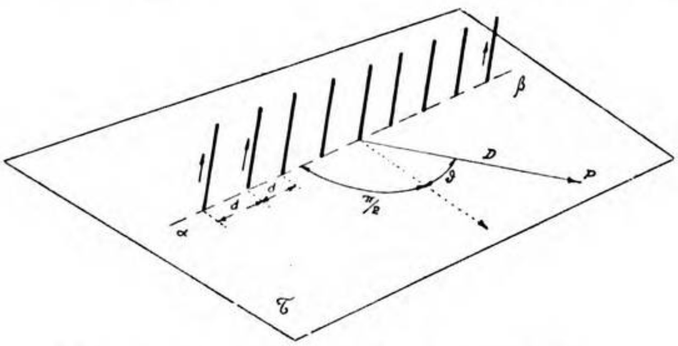


Fig. 20. — Sistema direttivo di aerei oscillanti in fase.

tromagnetiche, è relativamente semplice ad interpretarsi. Si considerino infatti i due seguenti casi importanti:

1°) Sia dato un numero n qualsivoglia di oscillatori e supponiamo che i loro assi, disposti ad esempio verticalmente, siano contenuti in uno stesso piano (fig. 20). Pensiamo, che a mezzo di dispositivi opportuni essi possano essere eccitati singolarmente con correnti *di eguale ampiezza e di eguale frequenza*; le correnti siano inoltre caratterizzate dal fatto che *il loro verso sia, in ogni istante, lo stesso per tutti gli oscillatori.*

Riferiamoci ad un punto situato nel piano azimutale degli oscillatori e così lontano da ritenere valida l'ipotesi che le semirette, uscenti verso quel punto rispettivamente dai due estremi del gruppo, possano considerarsi parallele. E' intanto evidente che, *per tutte le direzioni normali al piano degli oscillatori,* le azioni elettromagnetiche, per esempio il campo elet-

trico dovuto a ciascuno, si propagano in fase fra loro. Ne segue, che se rappresentiamo ognuna di queste azioni con un vettore di grandezza arbitraria ed orientato opportunamente, la *risultante* nel punto che ci interessa è un vettore parallelo ai precedenti, il cui modulo eguaglia quindi *la somma dei moduli componenti*.

Lungo altre direzioni che facciano un angolo θ con la normale al piano degli oscillatori, le azioni elettriche si propagano con differenze di fase fra loro corrispondenti alla diversa lunghezza dei cammini percorsi. Si intuisce quindi come possano esistere linee *di zero* e come le due semirette, contenute nel piano azimutale e perpendicolari alla normale al piano degli oscillatori, possano essere linee lungo le quali la risultante a distanza sia nulla.

Detta F l'ampiezza del campo elettrico, in un punto generico, dovuto ad un oscillatore, l'ampiezza della risultante F_t è rappresentata con una espressione di tipo:

$$F_t = F \frac{\operatorname{sen}\left(n\,\pi \dfrac{d}{\lambda} \operatorname{sen}\theta\right)}{\operatorname{sen}\left(\pi \dfrac{d}{\lambda} \operatorname{sen}\theta\right)},$$

dove d e λ sono rispettivamente la distanza fra due oscillatori e la lunghezza d'onda.

Tale espressione si presta a facili discussioni, che permettono di studiare la variazione del campo con l'angolo θ.

E' evidente che la direttività nel caso ora considerato è simmetrica rispetto al piano degli oscillatori, ossia il sistema degli *aerei in fase* ha una radiazione che è *massima* lungo le due seminormali al piano che li contiene. Per tale ragione il sistema è chiamato: *a radiazione trasversale*.

2°) Si supponga ora di avere un allineamento costituito dallo stesso numero n di oscillatori percorsi da correnti *di eguale ampiezza, ma sfasate l'una rispetto all'altra di un angolo corrispondente alla loro reciproca distanza espressa in lunghezza d'onda*.

Con considerazioni analoghe a quelle già esposte si potrebbe dimostrare che, per determinati valori di sfasamento e per determinate distanze, l'attuale disposizione di antenne non ha che una sola direzione privilegiata e precisamente quella corrispondente con una delle due semirette che giacciono nel piano degli aerei e normali a questi.

Il sistema di oscillatori percorsi da correnti sfasate fra loro, può cioè essere *unidirezionale*.

Questo tipo di allineamento è chiamato: *a radiazione longitudinale*.

Se combiniamo i due tipi di allineamenti: correnti in fase e correnti opportunamente sfasate, si realizza una *caratteristica di direttività* che è il prodotto delle due *caratteristiche di direttività*, intendendo per *caratteristica* d'un raggruppamento qualunque d'antenne la funzione di θ che rappresenta la distribuzione del campo, astrazione fatta dalle proprietà direttive dei suoi elementi.

In pratica, gli aerei direttivi sono in generale così concepiti: un gruppo di oscillatori percorsi da correnti in fase è disposto in un piano, e un altro gruppo di oscillatori, generalmente dello stesso numero, ed essi pure percorsi da correnti in fase fra loro, *ma non coincidente con quella dei primi*, è posto in un piano parallelo al precedente ad una distanza funzione dei risultati che si vogliono ottenere.

Così, supponendo una distribuzione eguale delle ampiezze delle correnti nei due piani e prefiggendosi di volere *raddoppiare* la radiazione da una banda del piano ed *annullarla* dall'altro, si può facilmente dimostrare che le correnti nei due sistemi devono essere *in quadratura* e la distanza fra i due piani di *un quarto di lunghezza d'onda*. Tutto ciò, bene inteso, con riferimento al piano azimutale.

Il sistema di aerei posti dalla banda *oscura* del piano costituisce in tal caso ciò che chiamasi *riflettore*.

14. — *I riflettori*. — Per risolvere il problema dell'annullamento della radiazione da una banda del piano, e del raddoppiamento dall'altra banda, si presenta naturale la domanda di come eccitare il riflettore perchè le condizioni ora ricordate di ampiezza e di fase siano verificate.

L'idea più semplice è di lasciare oscillare il riflettore, posto ad un quarto d'onda dall'antenna, con le correnti semplicemente indotte da questa per irradiamento. Peraltro, in tali condizioni la radiazione è bensì *fortemente aumentata da un lato e fortemente diminuita dall'altro*, ma non raddoppiata e rispettivamente annullata. Teoricamente [15], ci si può render conto che, partendo dalle equazioni del campo elettromagnetico e non trascurando in esse nessun termine [16], le condizioni *ideali* di riflettore *non possono esser mai verificate*. Perchè la corrente nel riflettore risulti *opportuna*, occorre che esso sia non solo *dissintonizzato*, ciò che impedisce l'eguaglianza delle ampiezze delle correnti nell'aereo e nel riflettore (eguaglianza che comunque non sarebbe verificata anche nel caso di sintonia),

---

[15] R. M. Wilmotte e J. S. Mc Petrie: J. I. E. E., Londra, 1928, LXVI, p. 949.
F. Sammer: Telefunken Zeit., 1929, X (53), p. 61.

[16] Si ricordi che l'espressione, per esempio, del campo elettrico relativo ad un dipolo, consta di tre termini: uno in $1/d^3$ dovuto all'azione statica delle cariche; uno in $1/d^2$ dovuto alla corrente; uno in $1/d$ dovuto alla variazione di corrente. Per le grandi distanze d, il termine che predomina è quello irradiato in $1/d$.

ma altresì che la distanza fra i piani dei due sistemi *non coincida con un quarto di lunghezza d'onda*, ma sia dell'ordine di 0,32 di essa.

In definitiva, l'azione di un riflettore non può mai risultare totale.

15. — *Impiego degli aerei direttivi.* — L'uso delle onde corte ha generalizzato l'impiego di sistemi direttivi e molti sono stati gli studi teorico-sperimentali diretti al perfezionamento di questi. Alle brevi distanze, i fasci di energia irradiata, ricavati sperimentalmente, corrispondono bene alle previsioni del calcolo, e poichè si dimostra che il rapporto fra la potenza P irra-

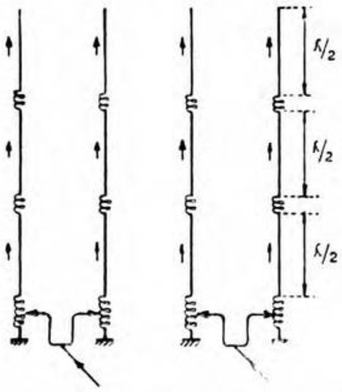


Fig. 21. — Schema elementare di aereo direttivo Marconi.

diata lungo l'asse di un sistema direttivo ampio $2l$, dotato di riflettore, e quella P_1 che irradierebbe nel suo piano equatoriale un aereo isolato, capace di assorbire la stessa potenza totale, è di tipo (17):

$$\frac{P}{P_1} = 5{,}33 \frac{2l}{\lambda},$$

cioè notevole (per $2l = 5\lambda$, $P = 26{,}55\,P_1$), si spiega l'attenzione suscitata dalla direttività in genere.

Per le grandi distanze era spesso sorto il dubbio che i valori teorici fossero ben lontani dall'essere verificati. E' molto probabile invero che gli alti strati ionizzati dell'atmosfera abbiano una influenza sensibile sul meccanismo della propagazione e siano quindi causa di riflessioni e rifrazioni irregolari delle onde elettromagnetiche, sì che i fasci di energia siano

(17) R. MESNY: Les réseaux électromagnétiques et leurs applications - Gauthier-Villars, Paris, 1930.

parzialmente diffusi mano a mano che ci si allontana dal trasmettitore. Misure eseguite dalla Telefunken [18] su trasmissioni transatlantiche direttive, dimostrerebbero che, con grande approssimazione, la direttività è conservata egregiamente anche alle grandi distanze.

Sta di fatto che l'impiego degli aerei direttivi si è, parallelamente alle onde corte, imposto nella tecnica attuale per quanto, da poco tempo a questa parte, vi sia, come vedremo, tendenza a semplificare il problema.

Vi è da osservare infine che la teoria della rifrazione ionica lascia prevedere, e l'esperienza lo conferma, che alle grandi distanze pervengono meglio le onde emesse sotto un

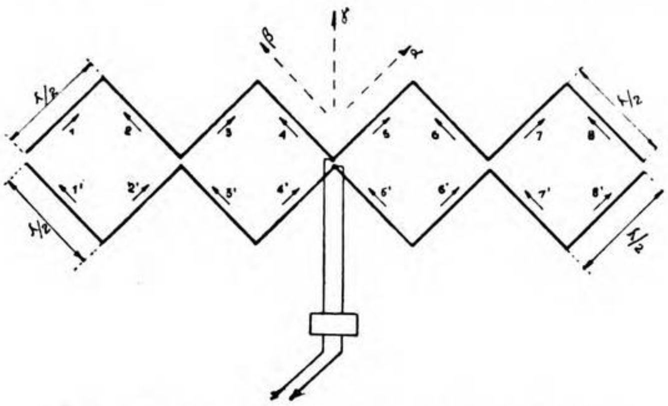


Fig. 22. — Schema elementare di aereo direttivo Chireix.

angolo d'incidenza relativamente debole. Occorre pertanto realizzare una determinata direttività zenitale e ciò si ottiene ponendo in uno stesso piano un certo numero di gruppi del tipo 1°) (§ 13) *oscillanti in fase e sovrapposti l'uno all'altro.*

16. — *Tipi pratici di antenne* : *a*) *Aerei Marconi.* — Come è ormai ben noto a tutti, Marconi è stato il primo che ha impiegato, per i servizi commerciali a grandissima distanza, i sistemi direttivi, meglio conosciuti col nome di *sistemi a fascio.*

Un tipo di questi è rappresentato schematicamente nella fig. 21. Il principio fondamentale è deducibile dalle seguenti considerazioni. Quando un lungo filo è sede di onde stazionarie, i suoi elementi sono o in fase o in opposizione esatta di fase. Il cambiamento di fase avviene ai nodi di corrente, ossia ad ogni mezza lunghezza d'onda. Per avere allora una successione *in altezza* di tanti oscillatori in fase, è sufficiente inter-

(18) A. GOTHE : E. N. T., 1928, V, p. 427.

calare, ad intervalli di mezza lunghezza d'onda, induttanze di valore tale da risuonare su una semionda. Gli aerei Marconi sono realizzati secondo detto criterio; essi risultano cioè costituiti da un sistema di oscillatori multipli in fase, ciascuno dei quali, a sua volta, risulta costituito da un certo numero (generalmente 3) di elementi oscillanti con semionde dello stesso senso.

b) Aerei Chireix. — L'aereo direttivo Chireix-Mesny consta di più ordini sovrapposti — in pratica da due a sei — di lunghi fili piegati a zig-zag e contenuti tutti in un piano verticale. In fig. 22 è rappresentato il complesso a due ordini a zig-zag. Ogni ordine è formato da un filo lungo un numero intero di lunghezze d'onda piegato in corrispondenza di ogni

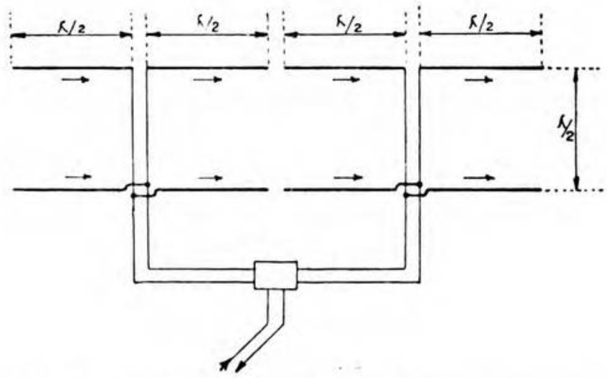


Fig. 23. — Schema elementare di aereo direttivo Telefunken.

mezza lunghezza d'onda, coi singoli tratti disposti inclinati a 45°. I successivi ordini sono disposti a zig-zag invertiti. Alimentando il complesso nei centri degli zig-zag, questi diventano sede di onde stazionarie così che i vertici costituiscono nodi di corrente e ventri di tensione e, in un determinato istante, le correnti hanno il verso corrispondente alle frecce segnate sulla figura.

Si osserva allora che i tratti paralleli 1, 3, 5, 7, 2′, 4′, 6′, 8′ costituiscono un complesso di irradiatori paralleli ed oscillanti in concordanza di fase: il campo elettromagnetico irradiato è polarizzato secondo la direzione α parallela a quegli oscillatori. Contemporaneamente i tratti 2, 4, 6, 8, 1′, 3′, 5′, 7′ formano un secondo complesso di irradiatori paralleli ed oscillanti tutti in fase; però l'oscillazione di questo secondo sistema sta in opposizione di fase rispetto a quella del primo. Il campo elettromagnetico irradiato dal secondo sistema, e polarizzato secondo la direzione β, risulta perpendicolare e di fase opposta al campo irradiato dal primo sistema. Si intuisce pertanto come

i due campi si compongano per costituirne uno risultante, la cui ampiezza vale $\sqrt{2}$ volte l'ampiezza dei campi componenti, e polarizzato secondo la direzione γ verticale.

In definitiva il sistema equivale ad un ideale aggruppamento di oscillatori lineari, verticali e paralleli, oscillanti in perfetta concordanza di fase.

c) Aerei Telefunken. — La Telefunken dispone invece varie serie sovrapposte l'una all'altra nello stesso piano verticale, consistenti ciascuna di più fili orizzontali — dipoli — allineati fra loro. Ne risulta il complesso rappresentato ad esempio in fig. 23. Ciascun dipolo contiene esattamente mezza lun-

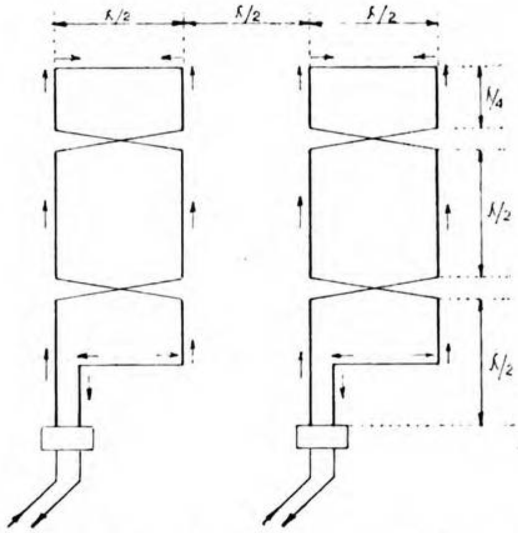


Fig. 24. — Schema elementare di aereo direttivo Standard.

ghezza d'onda, mentre di altrettanto sono distanziate in altezza le serie orizzontali. Le alimentazioni del sistema sono affidate a condutture bifilari verticali — tipo Lecher — alle quali si connettono i dipoli, invertendo gli attacchi ad ogni successiva serie verticale: così i dipoli vengono tutti ad oscillare con fase esattamente concordante. Le estremità dei dipoli costituiscono naturalmente nodi di corrente e ventri di tensione. L'onda elettromagnetica acquista con questo sistema una polarizzazione orizzontale, a differenza dei sistemi precedentemente menzionati, emittenti tutti onde polarizzate verticalmente.

d) Aerei Standard. — La Standard ricava un complesso di oscillatori verticali mediante gruppi di circuiti chiusi disposti in un unico piano verticale e formati come è raffigurato ad esempio nella fig. 24. Ciascun circuito consta di tratti verticali,

alternati con tratti orizzontali proporzionati in funzione della lunghezza d'onda, come risulta nella figura. Alimentato il complesso in modo che i vertici (ad esclusione di quelli più alti) diventino nodi di corrente e ventri di tensione delle onde stazionarie, si osserva che, mentre tutti i tratti verticali concorrono a fornire oscillazioni in esatta concordanza di fase (ad

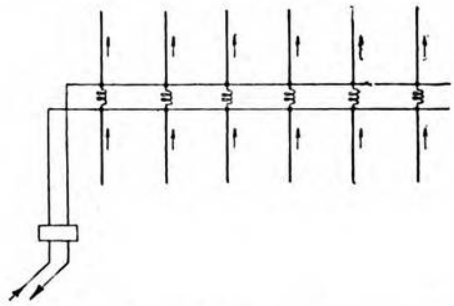


Fig. 25. — Schema elementare di aereo direttivo a spina R. C. A.

esclusione del tratto più basso), i tratti orizzontali divengono invece sede di oscillazioni che reciprocamente si eliminano: ciò risulta dai sensi delle correnti lungo i fili, individuati, per un determinato istante, dalle frecce segnate in figura.

e) *Aerei « Radio Corporation of America »*. — In ordine di tempo, il tipo fondamentale di aereo direttivo della R. C. A. è stato il cosidetto *aereo a spina*, rappresentato nella fig. 25.

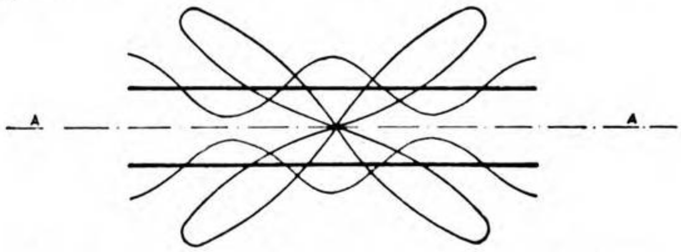


Fig. 26. — Diagramma di radiazione di due fili paralleli percorsi da correnti opposte l'una all'altra.

In esso, lungo due fili paralleli, è attaccato, da una parte e dall'altra degli stessi, un certo numero di oscillatori. In corrispondenza dei punti di attacco di questi ultimi, sono derivate, attraverso la linea, induttanze di valore tale *da compensare la capacità sia degli oscillatori, sia della linea medesima*. In tali condizioni, se un estremo della linea è accoppiato al trasmetti-

tore, la *velocità apparente* di propagazione lungo di essa è infinita per modo che tutti gli oscillatori risultano *alimentati in fase*. Si realizza perciò anche qui una direttività, il cui asse coincide con la normale al piano del sistema.

Più recentemente i tecnici della R. C. A. hanno realizzato altri tipi di aerei direttivi molto più semplici ed altrettanto efficienti ([19]).

Uno di tali aerei, contraddistinto col nome di « *harmonic wire* », è basato sulle seguenti considerazioni di principio.

Supponiamo di avere due lunghi fili percorsi da correnti di fase opposta l'una all'altra. E' intuitivo che, mentre per tutte le direzioni normali al piano di essi gli effetti di radiazione risultante sono nulli, per certe direzioni giacenti nel piano dei fili la risultante di quegli effetti può non essere nulla e pas-

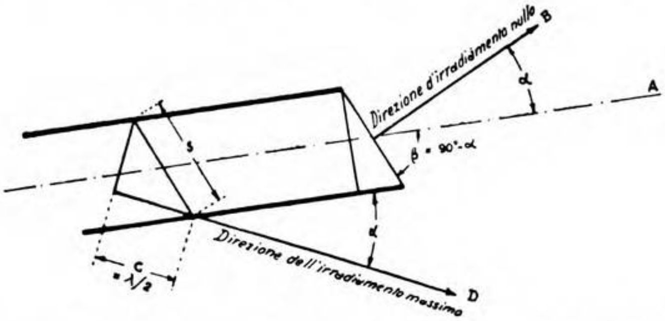


Fig. 27. — Schema elementare di aereo direttivo «harmonic wire» R.C.A.

sare per un massimo. In realtà, la distribuzione del campo nel piano dei fili è data, con riferimento ad un punto situato a distanza grandissima, da un diagramma del tipo rappresentato in fig. 26, il quale presenta quattro massimi. Orbene, se si spostano una rispetto all'altra le estremità dei fili, così come è indicato in fig. 27, quei quattro massimi si riducono a due. Lo spostamento relativo delle estremità dei fili deve essere tale, che la congiungente le estremità stesse formi con l'asse *A A* un angolo β eguale al complemento di quello che la direzione favorita forma con il medesimo asse.

Linee di alimentazione.

17. — *Necessità d'impiego.* — Nei grandi impianti ad onda corta muniti di sistemi irradianti direttivi è quasi sempre conveniente costruire questi ultimi ad una sensibile distanza dal trasmettitore. Invero, dato che in generale le antenne hanno

([19]) P. S. Carter, C. W. Hansell e N. E. Lindenblad: Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 1773.

un notevole sviluppo laterale, e dato sopratutto che un centro radio deve poter trasmettere contemporaneamente con diversi corrispondenti e disporre quindi di diversi aerei, si comprende come sia necessario allontanarsi dai fabbricati, anche per non introdurre eventuali cause di deformazione dei diagrammi di radiazione per possibili effetti assorbenti dovuti ai fabbricati medesimi.

Pertanto, occorre raggiungere l'aereo con una vera e propria linea di trasporto di energia e sorge perciò il problema di come realizzarla.

18. — *Proprietà fondamentali e tipi di condutture.* — E' ovvio che la trasmissione dell'energia deve avvenire nelle migliori condizioni di rendimento e quindi occorre che le perdite lungo la linea di alimentazione siano ridotte al minimo. Come si ottiene ciò?

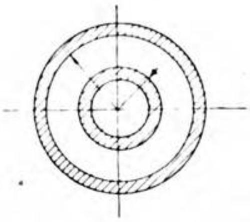


Fig. 28. — Alimentatore di energia a tubi concentrici.

Per ben comprendere il problema premettiamo le seguenti considerazioni, facendo riferimento ad una linea bifilare *infinitamente lunga*, accoppiata ad un estremo con un generatore di oscillazioni.

Tutti sanno, che se ci proponiamo di studiare la legge di propagazione di una perturbazione elettromagnetica lungo di essa, troviamo che, in tali condizioni, sia la distribuzione di corrente, sia la distribuzione di tensione, si propagano per onde *puramente progressive*. Il rapporto fra la tensione in un punto qualsivoglia della linea e la corrente è costante e misura l'*impedenza caratteristica* della linea. Il suo valore, nella ipotesi di resistenza trascurabile in confronto alla reattanza induttiva, è di tipo $\sqrt{L/C}$, le cui dimensioni corrispondono, nel sistema elettromagnetico, a quelle di una *resistenza puramente ohmica*.

E' chiaro che una linea infinitamente lunga equivale ad una linea di lunghezza finita, chiusa *su una impedenza eguale all'impedenza caratteristica di essa.*

Se invece la linea è chiusa su una impedenza di *valore qualsivoglia*, allora, in corrispondenza dei terminali di questa, si manifestano fenomeni di *riflessione*, la cui entità è misurata dal suo *coefficiente di riflessione*. Lungo la linea si ha perciò,

in questa ipotesi di impedenza qualsiasi, interferenza di onde e si manifestano quindi, in determinate condizioni, le ben note *onde stazionarie*. La distribuzione effettiva della corrente e della tensione lungo la linea risulta allora dalla *sovrapposizione di onde progressive con onde stazionarie*: sovrapposizione che è messa in evidenza dal fatto che, lungo la linea, è ricavabile una serie di minimi e di massimi contrariamente a quanto accadrebbe se vi fossero solo onde progressive, nel qual caso, se si astrae dalle perdite, quella distribuzione dovrebbe mantenersi costante. E' evidente che le onde stazionarie non solo non contribuiscono al trasporto dell'energia, ma per di più, elevando la tensione in alcuni punti della linea al disopra dei valori che competono all'onda progressiva, sono, per proprio conto, causa di perdite.

Il primo requisito fondamentale cui deve quindi soddisfare una linea di trasporto, è di *essere esente da onde stazio-*

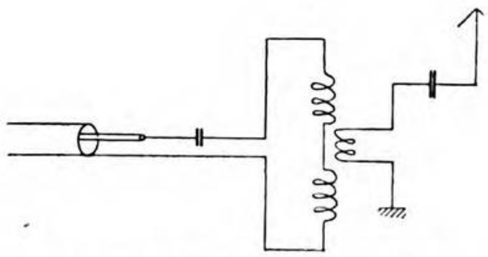


Fig. 29. — Trasformatori di accoppiamento fra linee di alimentazione di energia e aerei direttivi.

narie. Ciò si ottiene facendo in modo che la linea sia accoppiata all'aereo mediante trasformatori, di cui diremo in seguito, così commisurati da eguagliare l'impedenza di utilizzazione all'impedenza caratteristica della linea stessa.

La mancanza di onde stazionarie consente anche il grande vantaggio che *la radiazione della linea è trascurabile* [20] e perciò essa non influenza la direttività degli aerei.

Una linea percorsa da onde puramente progressive presenta tuttavia perdite dovute ai contatti, all'assorbimento dielettrico degli isolatori, al riscaldamento dei conduttori, ecc., la cui entità dà una misura del *decremento* della linea ed impone la massima lunghezza che essa può raggiungere.

Nella pratica corrente esistono due forme di condutture di trasporto di energia: alimentatori (*feeders*) a fili paralleli, e alimentatori (*feeders*) a conduttori concentrici (fig. 28). Il se-

[20] J. R. Carson: J. A. I. E. E., 1921, XL, p. 789.
W. L. Everitt e J. F. Byrne: Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 1840.

condo tipo è quello più comunemente usato e presenta sul primo i seguenti vantaggi. Dato che il tubo esterno è messo francamente a terra, esso rappresenta una gabbia di Faraday rispetto al campo interno ed elimina *del tutto* ogni possibile radiazione nociva; d'altra parte, la superficie del metallo è abbastanza grande per ridurre al minimo la resistenza puramente ohmica.

Il decremento degli alimentatori tubolari è sensibilmente inferiore a quello offerto da una linea bifilare. Secondo misure effettuate da Moser ([21]), un alimentatore costituito da due tubi concentrici, rispettivamente del diametro di 100 e 35 mm, presenterebbe un decremento per metro, sull'onda di 26 m, del 0,15 per mille, laddove per una linea costituita da due fili pa-

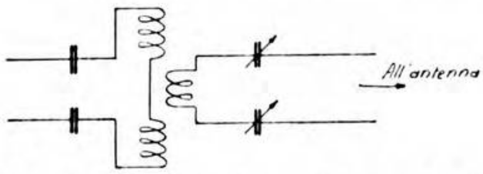


Fig. 30. — Trasformatori di accoppiamento fra linee di alimentazione di energia e aerei direttivi.

ralleli del diametro di 6 mm, posti alla distanza media di 114 mm, il decremento per metro, sulla stessa onda, è del 0,24 per mille.

I rendimenti di trasmissione per condutture tubolari sono quindi molto elevati.

19. — *Dispositivi di equilibramento.* — In generale, dato che una conduttura di alimentazione di energia presenta una impedenza caratteristica di valore differente dalla resistenza dell'aereo con cui è collegata, è necessario, per evitare lungo la linea medesima un regime di onde stazionarie, interporre fra questa e quello un adatto trasformatore di equilibramento.

Il trasformatore da adottarsi può essere di tipo vario, e le fig. 29 e 30 rappresentano alcuni tipi comunemente usati. Un dispositivo particolarmente semplice ([22]) è quello a ponte indicato nella fig. 31. In tal caso si dimostra facilmente che, se R e ρ indicano rispettivamente la resistenza d'antenna e la resistenza della conduttura, le onde stazionarie sono evitate quando sia verificata, non solo la condizione di risonanza del ponte sull'onda di lavoro, ma altresì la condizione:

$$R\rho = \frac{L}{C}$$

([21]) W. Moser: E. N. T., 1928, V, p. 422.
([22]) Bull. S. F. R., 1929, III, p. 91.

L e C essendo l'induttanza e la capacità di ciascuno dei rami del ponte.

Un altro dispositivo molto interessante per proporzionare l'impedenza della linea a quella dell'aereo, deriva immediatamente dal seguente principio ([23]).

E' noto che, se una linea lunga un quarto di lunghezza d'onda ed avente una impedenza caratteristica Z_a è chiusa su una impedenza Z_2, l'impedenza all'origine della linea stessa è data da:

$$Z_1 = \frac{Z_a^2}{Z_2}$$

e se Z_2 è una pura resistenza, anche Z_1 è una pura resistenza.

Ne segue che una linea lunga un quarto di lunghezza d'onda può essere usata come trasformatore di accoppiamento:

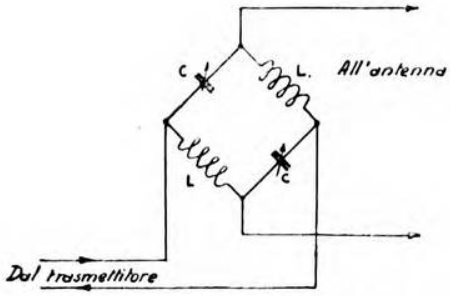


Fig. 31. — Ponte di accoppiamento fra linee di alimentazione di energia e aerei direttivi.

basta allora variare la distanza fra i fili da cui essa risulti costituita, o il diametro dei fili medesimi, per ottenere il rapporto di trasformazione desiderato.

La mancanza di onde stazionarie si verifica sperimentalmente inserendo tre amperometri lungo la conduttura alla reciproca distanza di 1/4 o 1/3 di lunghezza d'onda. Quando i tre istrumenti danno eguali indicazioni, il regime lungo la conduttura medesima è tale che il flusso di energia dal trasmettitore al sistema irradiante avviene nelle migliori condizioni di rendimento per onde puramente progressive.

Quando si disponga di un oscillografo a raggi catodici, la regolazione della linea può essere effettuata secondo un procedimento deducibile dalle considerazioni che seguono.

Supponiamo che la linea sia sede di onde puramente sta-

([23]) E. J. STERBA: Proc. I. R. E., 1931, XIX, p. 1184.

zionarie; in tal caso, le tensioni in due punti situati ad una distanza reciproca di un quarto di lunghezza d'onda sono *in fase fra loro*.

Se per contro la linea è percorsa da onde puramente progressive, le tensioni in quegli stessi punti sono *in quadratura fra loro*. Orbene, se attraverso due condensatori la cui capacità sia così piccola da non perturbare le condizioni della linea, le tensioni nei due punti (posti alla detta distanza di $\lambda/4$) sono applicate alle lamine deflettenti dell'oscillografo, la mancanza di onde stazionarie è verificata quando il punto luminoso descrive una curva chiusa il più possibilmente prossima ad una circonferenza.

Questo metodo è stato applicato con pieno successo nella regolazione degli aerei direttivi sui quali eroga il complesso radiotelefonico della Italo Radio precedentemente descritto.

RADIORICEVITORI

MARIO BOELLA

Dopo aver posto brevemente in rilievo le necessità di differenziazione tra i varii tipi di radioricevitori, si passano in rassegna i più recenti sviluppi di quelli per servizi di radiodiffusione e, successivamente, di quelli per servizi di comunicazione telegrafica e telefonica, trattando prima ampiamente delle varie disposizioni di circuiti, e quindi accennando alle particolarità riguardanti la pratica attuazione degli apparecchi.

Generalità.

1. — Dopo le radicali trasformazioni operate nei radioricevitori dall'applicazione dei tubi elettronici con griglia schermo e con catodo a riscaldamento indiretto, entrati nel campo delle applicazioni pratiche circa tre anni fa, si è avuto un periodo di assestamento durante il quale lentamente e gradatamente si è realizzato un notevolissimo progresso nella qualità dei ricevitori. Migliorie negli schemi elettrici, senza novità sostanziali, ma anzi con un ritorno verso quelli più semplici e fondamentali; perfezionamenti costruttivi, atti a rendere più agevole la manovra degli apparecchi, o più semplice e meno costosa la loro fabbricazione.

Necessario complemento a questa evoluzione è stata una maggiore differenziazione tra ricevitori destinati a scopi diversi, dipendentemente dai particolari requisiti cui ognuno deve rispondere.

Ricevitori per radiodiffusione.

2. — Le caratteristiche essenziali di questi ricevitori derivano dalla richiesta di una ricezione, per quanto è possibile, fedele e non disturbata delle diverse stazioni di radiodiffusione. Il piccolo attuale valore dell'intervallo di frequenza tra le varie stazioni trasmittenti europee (circa 9000 hertz), contrastante con le esigenze di una fedele riproduzione della musica e della parola (limite superiore delle frequenze di modulazione almeno uguale a 5000 hertz), ha creato difficoltà notevoli nel progetto dei radioricevitori, poichè impone una soluzione di compromesso tra le due qualità essenziali: fedeltà di riproduzione e assenza di interferenze. Limitando a circa 4500 hertz la riproduzione delle frequenze acustiche, si è potuto evitare che sia eccessivamente molesto il disturbo provocato dalle più alte frequenze di modulazione delle stazioni adiacenti.

È necessario però che l'amplificazione del ricevitore, pur mantenendosi sufficientemente costante [1] entro tutta la banda di frequenze di ± 4500 hertz intorno alla portante, si attenui fortemente per tutte le frequenze al di fuori della banda. Occorre cioè che la curva di risonanza del ricevitore si approssimi sensibilmente alla forma rettangolare.

A tale scopo si possono disaccordare leggermente tra loro i circuiti oscillatorii dei varii stadi di amplificazione del ricevitore; ma il sistema più efficace ed attualmente più diffuso consiste nel ricorrere ai filtri di banda, i quali utilizzano le note

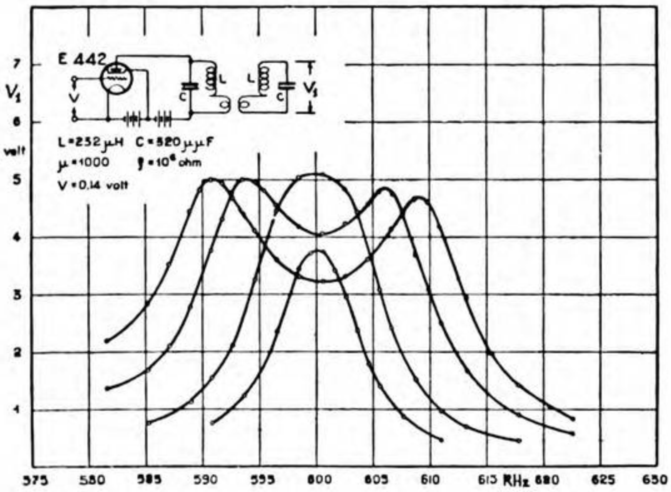


Fig. 1. — Curve di risonanza di un filtro a due circuiti, per vari valori dell'accoppiamento.

proprietà dei circuiti accoppiati. Dalle curve riportate in fig. 1, rilevate sperimentalmente da uno stadio di amplificazione con tubo a griglia schermo e filtro di banda, si vede quale sia l'effetto di variazioni nell'accoppiamento fra i due circuiti oscillatorii.

Il filtro di banda può essere realizzato in più modi, con accoppiamento induttivo oppure capacitivo, dipendentemente dalle particolari esigenze cui deve rispondere e dal tipo di ricevitore nel quale è impiegato.

3. — Nei ricevitori, nei quali gli stadi di amplificazione lavorano sulla frequenza stessa del segnale ricevuto, si presenta non facile la costruzione di filtri di banda i quali si

[1] Variazioni da 1 a 2 nell'amplificazione sono perfettamente tollerabili, poichè le distorsioni di suono che ne conseguono sono praticamente inavvertibili a udito.

comportino soddisfacentemente su l'intera gamma di frequenze del ricevitore (500 ÷ 1500 kilohertz), poichè sulle frequenze più alte generalmente la selettività dei circuiti è insufficiente e non si riesce ad ottenere la netta separazione di due emissioni differenti dei consueti 9 o 10 kilohertz. Sarebbe perciò necessario che il coefficiente di risonanza dei singoli circuiti oscillatorii ($\omega L/R$), il quale è proporzionale al valore della selettività relativa, aumentasse linearmente con la frequenza, e corrispondentemente diminuisse l'accoppiamento tra i circuiti, in modo da conservare una forma opportuna della curva di ri-

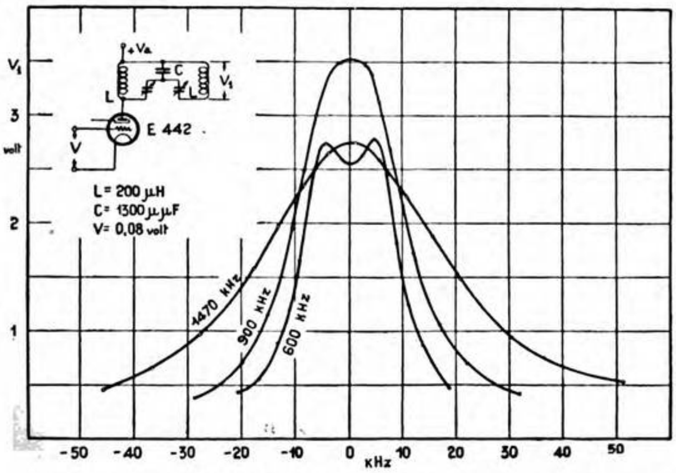


Fig. 2. — Curve di risonanza di un filtro a due circuiti, con accoppiamento capacitivo.

sonanza del filtro. Non sembra facile poter soddisfare a tale condizione, poichè generalmente R aumenta rapidamente con ω (in parte per l'effetto della pelle, in parte a causa delle perdite nei dielettrici) e il coefficiente di risonanza si mantiene quasi costante, oppure diminuisce con l'aumentare di ω. E' necessario perciò rendere più appuntite le curve di risonanza sulle frequenze più alte, diminuendo l'accoppiamento fra i due circuiti; si presta ottimamente a tale scopo un sistema di accoppiamento a capacità, nel quale col crescere della frequenza aumenta il rapporto tra la capacità di accoppiamento e la capacità totale del circuito oscillatorio. Nella fig. 2 sono riportate alcune curve di risonanza rilevate, per diversi valori di frequenza, su uno stadio di amplificazione attuato nel modo descritto, con circuiti oscillatorii del tipo normalmente usato nei radioricevitori: condensatori variabili di capacità massima 380 $\mu\mu$F; induttanze di 232 μH, cilindriche, a uno strato, di circa 40 mm di diametro e 30 di lunghezza. Anche con questo

dispositivo però è insufficiente la selettività sulle frequenze più alte, come si vede chiaramente nella fig. 3, nella quale si sono tracciate le curve di selettività che dovrebbe avere, per 900 kHz, un ricevitore munito di due, oppure di tre filtri di banda di questo tipo.

Si presenta dunque difficile, per la gamma di 500 ÷ 1500 kHz, la costruzione di un buon ricevitore radiofonico nel quale la selettività sia affidata a circuiti operanti sulla frequenza stessa del segnale ricevuto. Sembra che una conferma

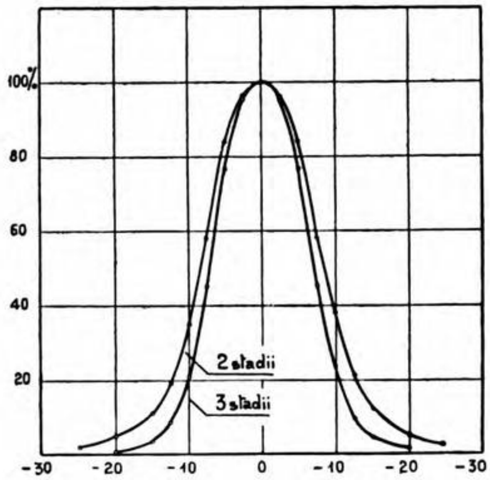


Fig. 3. — Curve di risonanza di un ricevitore a due o tre stadî di amplificazione, con filtri di banda.

di ciò si possa avere nel fatto che tali apparechi, pur avendo avuto nel passato una notevole diffusione, hanno perduto sensibilmente terreno in questi ultimi anni, e sono attualmente limitati solo ai tipi più economici, per i quali minori sono le esigenze di selettività e fedeltà.

4. — Il campo più appropriato di applicazione dei filtri di banda è costituito dai ricevitori a cambiamento di frequenza (supereterodine), nei quali, essendo l'amplificazione fatta su una frequenza fissa e prestabilita, è relativamente facile costruire i circuiti in modo che il migliore compromesso fra selettività e fedeltà sia raggiunto.

Il movimento in favore di questo tipo di ricevitore, cominciato circa tre anni fa, si è rapidamente accentuato in questi ultimi tempi, e significativo è il fatto che esso abbia ora raggiunto anche l'Inghilterra e la Germania, paesi nei quali la supereterodina era prima pressochè sconosciuta. Attual-

mente la maggior parte delle case costruttrici di apparecchi costruisce con cambiamento di frequenza il suo tipo migliore.

Indubbiamente la supereterodina è più complessa e più costosa di un ricevitore con amplificazione diretta. Vi è necessario infatti generalmente un tubo elettronico in più: l'oscillatore; e d'altra parte non si risparmiano neppure i circuiti sintonizzati sulla frequenza del segnale, poichè ne occorrono almeno due per il preselettore, destinato ad eliminare l'inconveniente della seconda immagine delle stazioni, e uno per l'oscillatore.

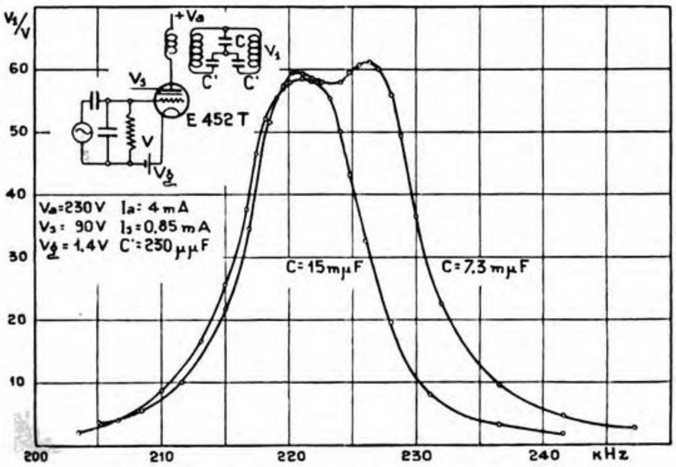


Fig. 4. — Curve di risonanza di uno stadio di amplificazione a media frequenza con dispositivo per variare la selettività.

Tuttavia i pregi che il sistema a cambiamento di frequenza presenta sono tali da compensare vantaggiosamente la maggiore complessità e il maggior costo, e non è forse azzardato pensare che in un prossimo avvenire questo tipo di ricevitore debba imporsi definitivamente per la ricezione delle stazioni lontane, limitando il campo di applicazione dei ricevitori ad amplificazione diretta al solo ascolto della stazione più vicina.

Il filtro di banda, nell'amplificatore a frequenza intermedia, può essere indifferentemente realizzato con accoppiamento induttivo oppure capacitivo. Più diffuso è il primo sistema, costruttivamente più semplice; il secondo permette di variare facilmente l'accoppiamento tra i due circuiti, e quindi di modificare la forma della curva di risonanza del filtro, in modo da poter ricevere con la massima fedeltà desiderabile una stazione non disturbata da altre vicine, e viceversa con minore fedeltà, ma senza disturbi, un'altra per la quale più moleste siano le interferenze. In fig. 4 sono riportate le curve di risonanza per

uno stadio amplificatore a filtro di banda disposto come descritto, con due valori di selettività; in fig. 5 è tracciato lo schema di un amplificatore a frequenza intermedia realizzato secondo questo concetto: con un commutatore si passa rapidamente da una posizione all'altra.

Questo dispositivo permette anche di effettuare agevolmente la regolazione dei varii circuiti sull'amplificatore ultimato, essendo per questa sufficiente, quando la curva di risonanza ha un unico massimo, regolare le capacità C' (fig. 4) di accordo dei singoli circuiti in modo che l'amplificazione del complesso sia massima per la frequenza prescelta; se invece la curva di risonanza ha due massimi, è necessario regolare separatamente ciascuno dei circuiti oscillatorii.

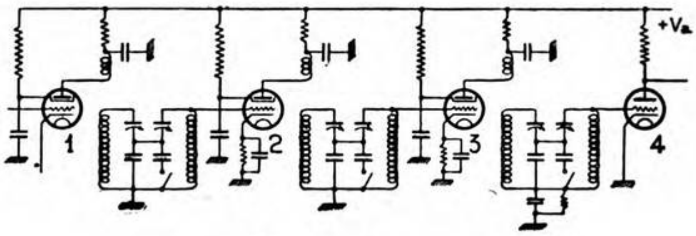


Fig. 5. — Amplificatore per frequenza intermedia, con selettività variabile.

5. — L'adozione del preselettore ha permesso di eliminare nella supereterodina l'inconveniente della seconda immagine delle stazioni, inerente al principio stesso del cambiamento di frequenza e dovuto all'attitudine a ricevere indifferentemente, per ogni valore della frequenza dell'eterodina, due segnali che ne differiscano, rispettivamente in più o in meno, del valore della frequenza intermedia, se uno dei due non è, mediante filtri, eliminato prima del cambiamento di frequenza.

Il preselettore è generalmente costituito da una catena di due o tre circuiti oscillatorii fra loro accoppiati, anteposta al tubo variatore di frequenza (fig. 6). E' usato spesso inserire nella catena un tubo amplificatore a griglia schermo, allo scopo di compensare l'attenuazione prodotta sul segnale dal filtro (fig. 7). Non sembra tuttavia che tale dispositivo sia indispensabile, dato che non ha importanza l'intensità del segnale applicato al tubo variatore di frequenza; per contro uno stadio di amplificazione diretta è meno efficiente di uno a frequenza intermedia ed è preferibile che la selezione diretta del segnale sia completamente eseguita a monte del primo tubo elettronico, per diminuire il pericolo di disturbo da parte di un trasmettitore potente e vicino, per effetto di saturazione del primo tubo (*cross-talk*).

L'efficacia del preselettore nell'eliminare la seconda immagine è tanto maggiore quanto più alto è il valore della frequenza intermedia. Generalmente è ora adottato un valore compreso tra 150 e 250 kilohertz, quantunque si siano

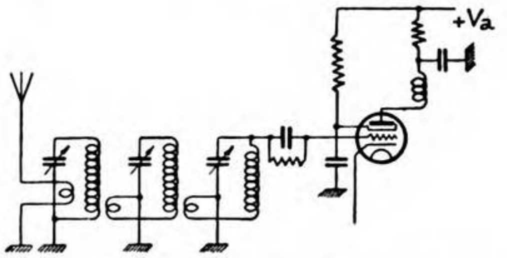


Fig. 6. — Preselettore a tre circuiti per supereterodina.

avuti recentemente esempi di frequenze intermedie assai più elevate, sui 500 ÷ 600 kilohertz, per ottenere che, su tutta la gamma di frequenze del ricevitore, la seconda immagine cada fuori del campo assegnato ai servizi di radiodiffusione circolare (500 ÷ 1500 kilohertz). Non ci sembra tuttavia che si possa così eliminare questo inconveniente senza

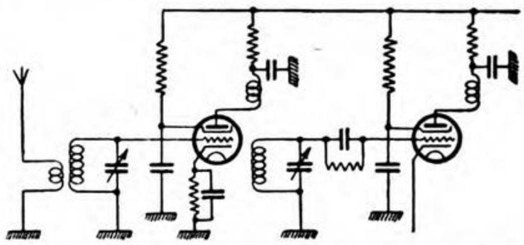


Fig. 7. — Preselettore a due circuiti con tubo amplificatore.

l'uso del preselettore, poichè anche fuori del campo di frequenze considerato esistono radiotrasmissioni capaci di disturbare; anzi, particolarmente molesti sono i trasmettitori radiotelegrafici a frequenza molto alta, i cui segnali possono interferire colle armoniche dell'oscillatore. Per contro l'uso di una così alta frequenza intermedia rende più difficile la realizzazione del comando unico e forse anche peggiora il funzionamento del variatore di frequenza.

6. — Il progetto del preselettore non deve essere disgiunto dalla questione del comando unico, vera necessità per un moderno ricevitore radiofonico. Sono note le difficoltà che su questo punto si incontrano in un ricevitore a supereterodina-

dina: la frequenza dell'oscillatore deve differire di una quantità costante da quella del segnale, sulla quale deve essere sintonizzato il preselettore. Per soddisfare a questa condizione, usando un dispositivo unico di manovra per i condensatori variabili dei diversi circuiti, si possono adottare condensa-

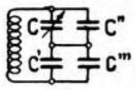


Fig. 8. — Circuito compensato per l'oscillatore delle supereterodine.

tori di differente profilo per l'oscillatore e per i circuiti del preselettore; od anche quelli a variazione lineare di frequenza, sfasandoli di un certo angolo corrispondente alla differenza di frequenza richiesta. Spesso, tuttavia, anzichè a questi sistemi la preferenza si è data ad un terzo, meno rigoroso

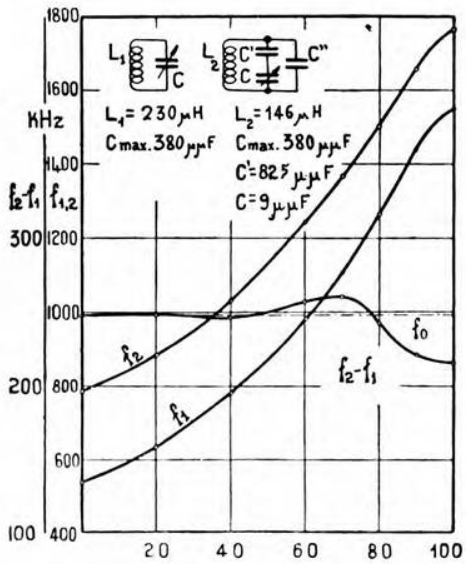


Fig. 9. — Comando unico per supereterodina: curve di frequenza di un circuito ordinario e di un circuito compensato.

ma di maggiore praticità, consistente nell'impiegare condensatori variabili identici per i diversi circuiti, e correggere la legge di variazione di quello dell'oscillatore impiegandovi una induttanza di differente valore e aggiungendo opportune capacità in serie e in parallelo (fig. 8); con i normali valori di fre-

quenza intermedia, C' deve essere da 2 a 4 volte la capacità massima del condensatore variabile C, mentre C'' e C''', di piccolo valore e regolabili, servono per l'esatta regolazione del sistema. In fig. 9 sono state tracciate, in funzione della posizione dei condensatori variabili, le curve delle frequenze di risonanza f_1 ed f_2 di un circuito oscillatorio normale e di un circuito compensato con due capacità fisse, e quella della differenza $f_2 - f_1$.

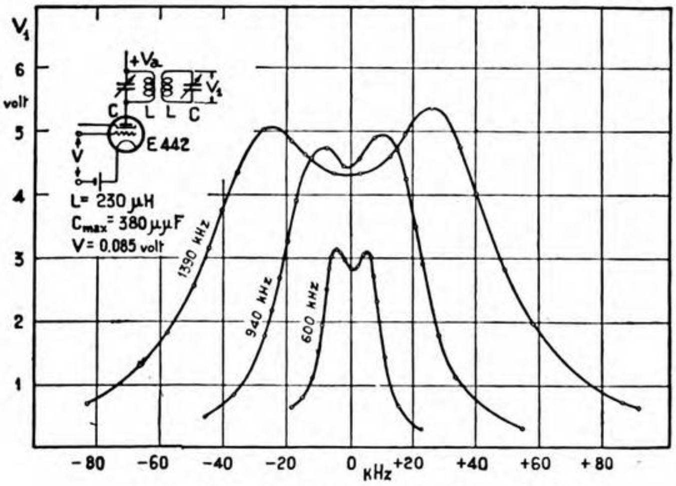


Fig. 10. — Curve di risonanza di un preselettore.

Siccome la correzione ottenibile con questo dispositivo non è rigorosa, occorre che il preselettore abbia una curva di risonanza di sufficiente larghezza, perchè in questa sempre ricada la banda di frequenze del segnale, la cui frequenza base deve essere uguale a $f_2 - f_0$, essendo f_0 quella dell'amplificatore intermedio ed f_2 quella dell'oscillatore. Ciò è particolarmente necessario sulle frequenze più alte, dove maggiore è lo scostamento tra f_0 ed $f_2 - f_1$. Dalle curve riportate in fig. 10 si vede come sia possibile ottenere una soddisfacente soluzione del problema con un preselettore costituito di due circuiti oscillatorii accoppiati induttivamente. Mediante un terzo circuito sarebbe possibile compensare il minimo centrale delle curve di risonanza e aumentarne ulteriormente la larghezza con un accoppiamento più stretto.

Se il ricevitore è previsto per due gamme di frequenza, una tra 500 e 1500 kilohertz e l'altra per esempio tra 5000 e 15000 kilohertz, su quest'ultima è necessario escludere i condensatori di compensazione dal circuito dell'oscillatore, poichè $f_2 - f_1$ è abbastanza piccolo rispetto ad f_1 ed f_2. Una possibile

soluzione di questo caso particolare è fornita dallo schema di fig. 11, nel quale i valori indicati per i due condensatori sono previsti per una frequenza intermedia di 240 kilohertz.

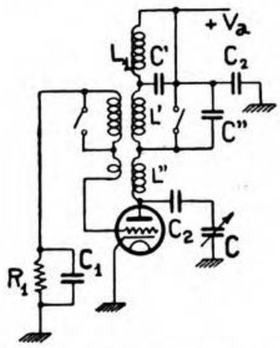


Fig. 11. — Oscillatore a due campi di frequenze per supereterodina:

$L' = 143\ \mu$H	$C_{max} = 380\ \mu\mu$F
$L'' = 2.5\ \mu$H	$C' = 825\ \mu\mu$F
$L_1 = 500\ \mu$H	$C'' = 10\ \mu\mu$F
$R_1 = 10\,000\ \Omega$	$C_1 = 200\ \mu\mu$F
	$C_2 = 0.5\ \mu$F.

7. — Il cambiamento di frequenza è generalmente effettuato mediante un tubo apposito, del tipo con griglia-schermo

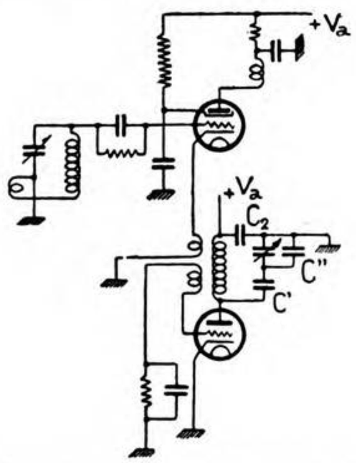


Fig. 12. — Oscillatore e variatore di frequenza per supereterodina.

per evitare retroazioni, dispositivo preferito a quelli utilizzanti uno stesso tubo come oscillatore e come variatore di frequenza,

con i quali non sembra facile avere un funzionamento del tutto soddisfacente. La tensione, fornita dall'oscillatore alla griglia del variatore di frequenza, deve essere giustamente proporzionata alle caratteristiche del tubo, ed è solitamente compresa tra 4 e 8 volt. Può essere ottenuta mediante una bobina accoppiata all'oscillatore e inserita tra la griglia del tubo variatore di frequenza e il relativo circuito oscillatorio, oppure tra catodo e terra (fig. 12): è questa la soluzione migliore, anche per le frequenze più alte, dato il piccolo valore della capacità elettrostatica tra il catodo e lo scaldatore (circa 10 $\mu\mu$F).

Meno opportuna sembra la disposizione, talvolta usata, di accoppiare induttivamente il generatore al circuito oscillatorio, poichè in tal caso la tensione che si manifesta alla griglia dipende dalle costanti del circuito stesso.

Il tubo variatore di frequenza funziona come rivelatore per caratteristica anodica, con polarizzazione di griglia ottenuta, per lo più, automaticamente con dispositivo a resistenza e capacità (fig. 12), il quale dà l'apparenza di un rivelatore per caratteristica di griglia.

8. — Per la rivelazione dei segnali a radiofrequenza amplificati (demodulazione) assai diffuso è tuttora il sistema di rettificazione « per caratteristica anodica » quantunque esso sia

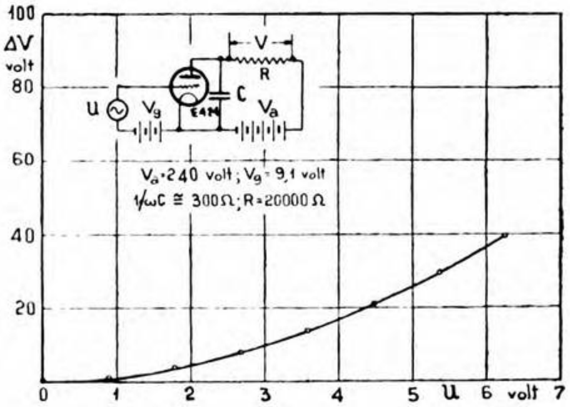


Fig. 13. — Caratteristica di rivelazione « per placca ».

meno sensibile di quello « per caratteristica di griglia » e gli sia pure inferiore per distorsione in ampiezza, e conseguente produzione di armoniche, dovuta alla maggiore curvatura della caratteristica di rivelazione (fig. 13). La polarizzazione di griglia è spesso ottenuta con la caduta di tensione provocata dalla corrente anodica in una resistenza R_1 collegata col catodo (fig. 14) e in parallelo con un'opportuna capacità C_1; la costante di tempo $R_1 C_1$ deve essere non inferiore a $4 \div 5$ volte l'in-

verso della minima frequenza di modulazione che si vuole fedelmente riprodotta, per evitare che la tensione di polarizzazione segua le variazioni di ampiezza della tensione a radiofrequenza applicata alla griglia, originando così un'apparente diminuzione della profondità di modulazione. È uso corrente

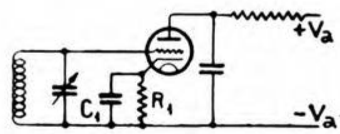


Fig. 14. — Rivelatore per caratteristica di placca, con polarizzazione automatica.

scegliere R_1 = 20.000 ohm e dare a C_1 un valore di circa 1 μF. La costante di tempo è in tal caso circa 1/50, e l'efficienza del rivelatore diminuisce rapidamente per frequenze inferiori a 200 hertz. Un ulteriore aumento di R_1 abbasserebbe questo limite inferiore, ma diminuirebbe anche l'efficienza

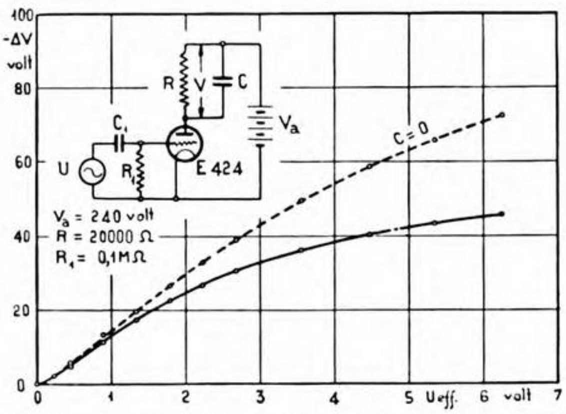


Fig. 15. — Caratteristica di rivelazione « per griglia ».

complessiva del rivelatore, ed aumenterebbe invece le distorsioni.

Col sistema di rivelazione per caratteristica di griglia è possibile avere una caratteristica presso che lineare (fig. 15) entro un discreto campo di tensioni alternative di griglia (0,2 ÷ 1,8 volt efficaci); ne risulta una trascurabile distorsione in ampiezza, anche con forti profondità di modulazione; è necessario però applicare al tubo una tensione anodica elevata, per operare in un tratto più rettilineo della caratteristica statica. Sarebbe inoltre opportuno che fosse alta l'impedenza del

circuito anodico alle radiofrequenze, per attenuare l'effetto di rettificazione per curvatura della caratteristica anodica, il quale accentua il ginocchio superiore delle caratteristiche di rivelazione (curva tratteggiata in fig. 15, ottenuta senza la capacità *C* in parallelo alla *R*) : senonchè ne deriverebbe un effetto retroattivo notevole, attraverso la capacità griglia-placca, e un aumento rilevante della capacità dinamica di entrata del tubo, a meno che non si usino dispositivi di neutralizzazione oppure tubi a griglia-schermo.

Questa inopportuna rettificazione per curvatura della caratteristica anodica può essere eliminata ripartendo su due tubi distinti le due funzioni di demodulazione e amplificazione, che il

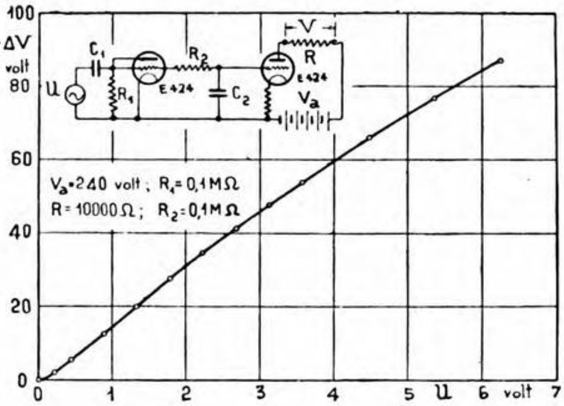


Fig. 16. — Caratteristica di rivelazione mediante diodo.

rivelatore per caratteristica di griglia cumula in uno solo. Si giunge così al sistema di rivelazione a diodo, il quale ha incontrato ultimamente un certo favore per la sua maggiore linearità (fig. 16), ma che tuttavia a questo vantaggio contrappone il notevole inconveniente della necessità di un tubo in più.

Diodo rettificatore e triodo amplificatore sono riuniti, in una stessa ampolla e con unico catodo, nel nuovo tubo rivelatore 55, della serie americana; il diodo è a doppia placca, in previsione di speciali applicazioni (rettificazione delle due semionde, regolazione automatica di volume), ma per il funzionamento come rivelatore a diodo e amplificatore è consigliabile collegare i due anodi in parallelo (fig. 17).

Pure lo scopo di eliminare la rettificazione per caratteristica anodica sembra abbia un nuovo tipo di tubo rivelatore, il quale ha due griglie uguali disposte con le spire sfalsate, in modo da risultare praticamente simmetriche nei riguardi sia del catodo, sia dell'anodo. Le due griglie sono alimentate in opposizione, con un circuito a presa centrale (fig. 18), e la ri-

velazione avviene per caratteristica di griglia. Questo dispositivo evita la circolazione di correnti a radiofrequenza nel circuito anodico, e quindi l'uso di filtri i quali necessariamente attenuano le più alte frequenze di modulazione. Tuttavia è inconveniente non trascurabile la necessità di un circuito di

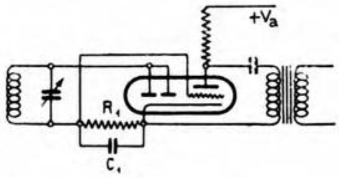


Fig. 17. — Circuito rivelatore con tubo tipo 55.

griglia a presa centrale, dato che, nei moderni ricevitori, i varii condensatori di sintonia formano costruttivamente un blocco unico e quindi hanno tutti le armature mobili elettricamente connesse tra loro e a terra.

In molti ricevitori è usato come rivelatore per caratteristica anodica un tubo a griglia-schermo, dal quale si può ottenere una maggiore amplificazione, a scapito tuttavia della fedeltà di riproduzione, con una resistenza di valore elevato nel

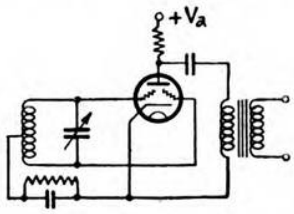


Fig. 18. — Rivelatore bilanciato a doppia griglia.

circuito anodico, nei ricevitori di tipo economico nei quali si cerca di realizzare la massima amplificazione col minimo numero di tubi. Se viceversa il tetrodo è usato come rivelatore per caratteristica di griglia con un basso valore della resistenza esterna del circuito anodico (10.000 ohm), la fedeltà di riproduzione può essere ottima, pure con un'amplificazione non inferiore a quella ottenibile con i triodi, e rispetto ai triodi si ottiene il sensibilissimo vantaggio di evitare effetti retroattivi e conseguente aumento della capacità dinamica di entrata, senza l'uso di grosse capacità di passaggio sul circuito anodico, dannose alla fedeltà.

Lo scarso favore, che il sistema di rivelazione per caratteristica di griglia incontra presso i costruttori, è probabilmente dovuto alla preoccupazione delle distorsioni in frequenza, cui

esso può dar luogo, e cioè la minore efficienza sulle più alte frequenze di modulazione, dovuta all'incapacità del condensatore C_1 (fig. 15, 16 e 17) a scaricarsi così rapidamente sulla resistenza R_1 da seguire le diminuzioni di ampiezza della tensione a radiofrequenza modulata ([2]). Ma una razionale scelta delle costanti C_1 ed R_1 del circuito di griglia può rendere trascurabile tale inconveniente, tanto più che, con i moderni tubi a catodo riscaldato indirettamente e grande coefficiente di amplificazione, è possibile scendere per R_1 a valori assai minori che per il passato ([3]).

Per la costante di tempo $C_1\, R_1$ deve essere scelto un opportuno valore intermedio tra l'inverso $1/f_m$ della frequenza massima di modulazione richiesta e l'inverso $1/f_r$ della minima frequenza radio che si vuole demodulare. Con una frequenza massima di modulazione $f_m = 5000$ hertz si può scegliere $C_1 R_1 = 1/50.000$, assumendo ad esempio $C_1 = 100\ \mu\mu$F ed $R_1 = 0{,}2$ M Ω, valori che soddisfano abbondantemente la relazione stabilita da Terman e Morgan:

$$1/(2\,\pi\, f_m\, C_1\, R_1) \geq m/\sqrt{1 - m^2},$$

per una profondità di modulazione $m = 80\ \%$; se la radiofrequenza da demodulare è, supponiamo, 250 kilohertz, valore medio della frequenza intermedia di una supereterodina, si ha tra $C_1 R_1$ e $1/f_r$ un rapporto uguale a 5, valore ancora accettabile.

9. — Dall'esame delle caratteristiche di rivelazione della fig. 15 si vede che, con una tensione efficace dell'onda portante di 1 volt alla griglia del tubo rivelatore (valore più opportuno per avere rivelazione lineare) e con una profondità di modulazione del 50 %, si ha ai capi della resistenza anodica una tensione a frequenza acustica di 9 volt, valore efficace. Anche con un rivelatore per caratteristica anodica (fig. 13) nelle migliori condizioni di funzionamento e con una modulazione al 50 %, si ottiene una tensione a frequenza acustica di una diecina di volt. Tali valori di tensione sono sufficienti per alimentare uno o due tubi terminali di potenza, atti a erogare la potenza di circa 1 watt richiesta da un altoparlante elettrodinamico di medie dimensioni.

È perciò regola generale, nei moderni ricevitori, far seguire lo stadio terminale di potenza direttamente al tubo rivelatore, e può essere anzi opportuno, con un tubo rivelatore per caratteristica di griglia, ridurre l'accoppiamento in modo che esso funzioni nelle migliori condizioni, con un'intensità sonora fornita dall'altoparlante non eccessiva.

L'accoppiamento può essere a resistenza-capacità oppure a trasformatore: quest'ultimo è indispensabile quando lo stadio di potenza è costituito da due tubi in opposizione (*push-pull*).

([2]) F. E. Terman e N. R. Morgan: Proc. I.R.E., 1930, XVIII, p. 2160.
([3]) M. Boella: L'Elettrot., 1929, XVI, p. 510.

Con entrambi i sistemi è possibile ottenere una soddisfacente costanza nell'amplificazione delle diverse frequenze acustiche; il trasformatore permette di realizzare maggiori valori di amplificazione, grazie al rapporto di trasformazione tra primario e secondario, ma non sembra possa essere questa una seria ragione di preferenza, nel caso di normali ricevitori, essendo la tensione, che si ha ai capi dell'impedenza anodica del rivelatore, sufficiente per alimentare la griglia dei tubi terminali.

Un sistema di accoppiamento particolarmente vantaggioso è quello misto a resistenza-capacità e trasformatore (fig. 19), dal quale si ottiene un'amplificazione leggermente inferiore a quella ottenibile con un trasformatore inserito direttamente, ma in compenso una rimarchevole uniformità di amplificazione su tutto il campo di frequenze acustiche considerato nei ser-

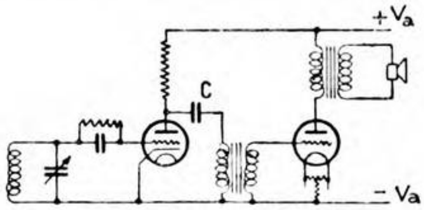


Fig. 19. — Accoppiamento misto a resistenza e trasformatore, per frequenze acustiche.

vizi di radiodiffusione (fig. 20). Tale risultato è dovuto in parte alla maggiore induttanza del trasformatore, non essendo gli avvolgimenti percorsi dalla componente continua della corrente anodica, e in parte ad un effetto di risonanza, sulle frequenze più basse, del condensatore *C* e del primario del trasformatore. E' consigliabile per *C* un valore di circa 0,5 μF, mentre un valore più piccolo, 0,1 μF o anche meno, può essere utile, in particolari casi, per ottenere un'esaltazione dell'amplificazione per frequenze intorno ai $100 \div 200$ hertz.

Si ha qualche esempio anche di accoppiamento a sole resistenze (Loftin-White), per il quale non esiste limite inferiore di frequenze, come per gli altri sistemi. Non sembra tuttavia che sia questo un vantaggio tale da compensare le maggiori difficoltà costruttive e di regolazione che questo sistema comporta, essendo più che sufficiente, per un'ottima riproduzione della musica e della parola, avere un'amplificazione pressochè costante fino a un minimo di $30 \div 40$ hertz, come facilmente si ottiene con il sistema di accoppiamento misto precedentemente descritto (fig. 19).

D'altra parte l'accoppiamento diretto, come anche quello a resistenze e capacità, non permette l'uso di due tubi finali in opposizione, dispositivo che realmente presenta notevoli vantaggi, poichè riduce fortemente le distorsioni dovute a cur-

vatura delle caratteristiche, consentendo così di ricavare una maggiore potenza indistorta da un dato tipo di tubo.

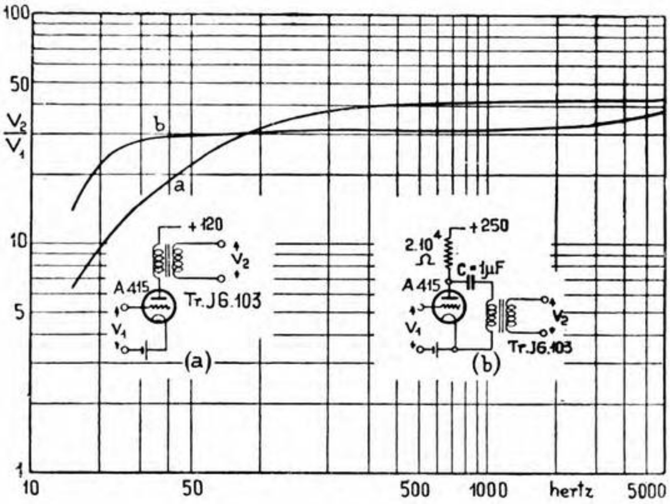


Fig. 20. — Curve di amplificazione per uno stadio a frequenza acustica, con trasformatore.

È opportuno evitare che tensioni a radiofrequenza giungano sulle griglie dei tubi terminali, disponendo un filtro sul

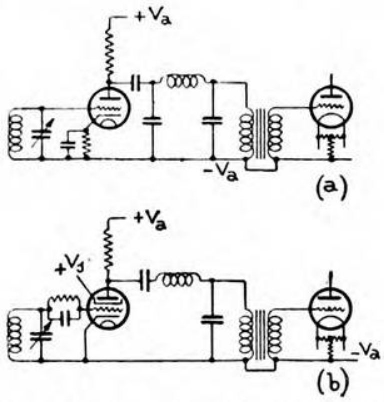


Fig. 21. — Filtri di arresto per radiofrequenze.

circuito di collegamento fra questi e il tubo rivelatore. È spesso usata una cellula a π (fig. 21 *a*) con i rivelatori per caratteristica anodica, mentre che con quelli per caratteristica di griglia usando

un tetrodo o un circuito neutralizzato è preferibile eliminare la prima capacità (fig. 21 *b*), oppure farle precedere una seconda induttanza, essendo dannoso un piccolo valore della impedenza del circuito anodico, alle radiofrequenze (§ 8). I valori delle capacità devono essere contenuti entro determinati limiti per evitare una eccessiva attenuazione delle frequenze acustiche più elevate; se si usa un tubo rivelatore di 7000 ohm di resistenza interna, si può ritenere che un valore complessivo di $1 \div 2$ $m\mu$F non produca sensibili alterazioni fino a una frequenza di 5000 hertz.

10. — Circa il tipo dei tubi terminali non sembra ancora definitivamente risolta l'alternativa tra pentodo e triodo a bassa resistenza interna. Il pentodo era stato creato, circa tre anni or sono, col duplice scopo di ottenere una maggiore amplificazione ed una maggiore uniformità di riproduzione su tutta la gamma acustica. Questo secondo punto, che sarebbe il più importante, presuppone però che, al variare della frequenza, la pressione sonora fornita dall'altoparlante stia in un rapporto costante con la corrente che ne alimenta l'avvolgimento. Quantunque la legge di variazione della pressione sonora con la frequenza, a corrente costante, sia estremamente complessa e variabile da tipo a tipo, tuttavia non è raro che, per gli altoparlanti elettrodinamici, essa nettamente denoti un aumento della sensibilità con la frequenza, tra 200 e 5000 hertz; aumento che può essere compensato usando triodi a bassa resistenza interna, dato che anche l'impedenza dell'altoparlante aumenta con la frequenza. Di ciò si può vedere una conferma nell'uso, invalso presso i costruttori i quali impiegano un pentodo come tubo terminale, di attenuare i suoni a frequenza più alta mediante opportuni condensatori derivati sul primario oppure sul secondario dei trasformatori. Sembra inoltre che la particolare forma della caratteristica statica dei pentodi dia luogo alla produzione di terze armoniche, non eliminabili usando due tubi in opposizione.

Nei ricevitori dai quali si richiedono intensità sonore assai maggiori del solito, per riproduzioni in grandi locali o all'aperto, l'uso di amplificatori a frequenza acustica di classe A, nei quali le tensioni istantanee di griglia assumono solamente valori negativi e compresi nel tratto rettilineo delle caratteristiche, comporta la necessità di tubi di notevole potenza funzionanti con basso rendimento. Si presentava quindi in questi apparecchi, oltre alla questione del costo, gravissima la difficoltà di smaltire il calore dissipato dai tubi; inoltre, data la notevole potenza, non è più cosa secondaria il valore del rendimento, che si ripercuote in modo sensibile sul costo di esercizio. È stata perciò studiata recentemente l'applicazione degli amplificatori di classe B, nei quali il potenziale base di griglia (tensione di polarizzazione) assume un valore assai prossimo a quello per cui si annulla la corrente anodica, e partecipa

al funzionamento tutto il tratto rettilineo delle caratteristiche, anche per tensioni di griglia positive.

Siccome con questo tipo di amplificatore non è possibile usare i soliti sistemi di polarizzazione automatica delle griglie, per i ricevitori alimentati in corrente alternata, onde evitare la necessità di un raddrizzatore separato per fornire la tensione base di griglia, sono stati studiati speciali tubi, nei quali la corrente anodica si annulla per potenziali di griglia di valore assai prossimo allo zero (tubi tipo 46); l'accurato progetto di tali tubi ha permesso altresì di ridurre a valori abbastanza bassi le deformazioni introdotte da questo amplificatore ([4]).

Un'altra interessante applicazione degli amplificatori a frequenza acustica di classe B si ha nei ricevitori alimentati da batterie di pile, nei quali interessa ridurre al minimo la potenza consumata. È infatti risultato, a pari potenza acustica resa, un risparmio del 70 % e oltre nell'energia consumata dal ricevitore.

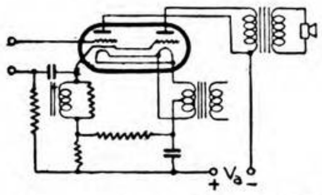


Fig. 22. — Tubo amplificatore tipo 95.

Pure come amplificatore di classe B è stato progettato il nuovo tubo tipo 95 ([5]), il quale contiene nella stessa ampolla un secondo tubo preamplificatore, destinato a fornire l'energia necessaria per alimentare la griglia di quello principale. Questo complesso, ai vantaggi dell'amplificatore di classe B, riunisce quello di avere un'elevatissima impedenza di entrata come quelli di classe A. In fig. 22 è rappresentato lo schema di questo tubo doppio e del suo collegamento con i circuiti esterni.

11. — Nel campo degli altoparlanti è da notare la netta supremazia acquistata da quelli elettrodinamici, i quali sono ora impiegati non solo in tutti i migliori ricevitori, ma anche in molti di tipo economico. Sono infatti notevoli i vantaggi che essi presentano come fedeltà di riproduzione e capacità di sovraccarico, e d'altra parte la loro diffusione ha permesso di ridurne il costo a valori inferiori a quelli che avevano i mediocri altoparlanti a ferro mobile, alcuni anni or sono. Il campo magnetico è generalmente creato mediante un avvolgimento di

([4]) L. E. Barton: Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 1085.
([5]) C. L. Stromeyer: Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 1149.

eccitazione, alimentato dalla stessa sorgente che fornisce la tensione anodica al ricevitore. Se questo è alimentato dalla rete a corrente alternata, la bobina di eccitazione è inserita in serie al ricevitore sull'alimentatore di placca, in modo da costituire, insieme con opportuni condensatori, il filtro livellatore, o una parte di esso.

Per migliorare la fedeltà di riproduzione è stato proposto di usare due altoparlanti, di caratteristiche leggermente diverse, elettricamente inseriti in parallelo. In uno di questi complessi, messo recentemente in commercio, i due altoparlanti hanno rispettivamente la risonanza principale su 80 ÷ 85 hertz e su 90 ÷ 95 hertz, e dànno la massima efficienza tra 1000 e 2000 hertz e tra 2000 e 6000; nell'effetto complessivo dei due altoparlanti posti in parallelo pare scompaiano completamente le due risonanze principali a bassa frequenza e si ha una rimarchevole uniformità di riproduzione su tutta la gamma. La scomparsa delle risonanze a bassa frequenza è spiegata con l'aumento notevole dell'impedenza che ciascun altoparlante ha alla risonanza, il quale fa sì che il carico si ripartisca principalmente sull'altro che è meno sensibile. Certo, inconveniente grave di questo sistema è il maggior costo; è tuttavia significativo il fatto che, nella recente mostra di Chicago, una notevole percentuale di ricevitori esposti fosse equipaggiata con doppio altoparlante.

12. — La tensione di polarizzazione delle griglie, nei moderni ricevitori con tubi a catodo riscaldato indirettamente, è per lo più ottenuta automaticamente, per ciascun tubo, con una resistenza *R* inserita tra il catodo e il polo negativo della sorgente di tensione anodica, in parallelo con un'opportuna ca-

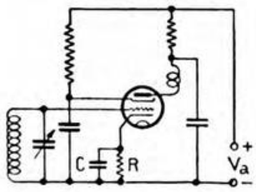


Fig. 23. — Polarizzazione automatica della griglia.

pacità *C* (fig. 23). Anche per i tubi terminali è usato lo stesso sistema, senonchè, essendo essi generalmente con catodo a riscaldamento diretto, è opportuno inserire la resistenza tra il polo negativo e il centro di avvolgimento del trasformatore di accensione, oppure un centro artificiale, ottenuto con una resistenza con presa centrale derivata sul filamento. Quando la bobina di eccitazione dell'altoparlante è alimentata, in serie col ricevitore, dalla sorgente di tensione anodica, si riduce la tensione totale fornita dall'alimentatore, se, mediante un parti-

tore, si utilizza una porzione di quella localizzata ai capi della bobina di eccitazione, per polarizzare le griglie dei tubi terminali (fig. 24).

Per i tubi amplificatori a radiofrequenza la polarizzazione può anche essere agevolmente ottenuta sfruttando la corrente

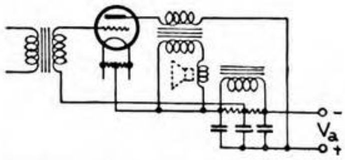


Fig. 24. — Polarizzazione della griglia per i tubi terminali.

di griglia, con uno schema di circuito identico a quello usato per la rivelazione (fig. 25), ma con valori più alti della resistenza *R*, poichè non vi è qui limite superiore al prodotto *C R*, mentre interessa avere la massima impedenza di entrata. Sembra tuttavia che questo dispositivo possa essere fonte di inconvenienti con i tubi con catodo a riscaldamento indiretto, causa la corrente negativa di griglia che taluni di questi presentano.

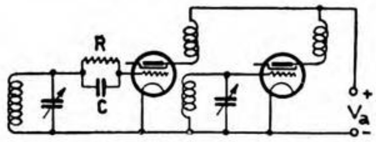


Fig. 25. — Polarizzazione automatica per corrente di griglia.

13. — La regolazione dell'intensità dell'audizione, o regolazione di volume, può essere effettuata variando l'intensità dei segnali a radiofrequenza che giungono al ricevitore, oppure variando l'amplificazione degli stadi a radiofrequenza o a frequenza acustica.

Il primo sistema permette di far lavorare i tubi sempre nel tratto più rettilineo delle caratteristiche, e quindi nelle migliori condizioni sotto il punto di vista delle distorsioni; d'altra parte è di realizzazione pratica difficile, se non si vuole che la sua regolazione modifichi le caratteristiche di selettività del ricevitore, ed è causa di un maggiore rumore di fondo, poichè il ricevitore lavora sempre alla massima amplificazione. È quindi raro che esso sia usato nei moderni ricevitori, e sempre in parallelo a un dispositivo che varii l'amplificazione: in tal caso è preferibile che l'organo impiegato per il comando della regolazione cominci ad attenuare il segnale all'entrata solo dopo avere ridotto l'amplificazione a un determinato livello. Consigliabile è invece l'uso di un attenuatore non regolabile posto all'entrata del ricevitore per la ricezione della stazione locale,

per evitare un'eccessiva riduzione dell'amplificazione, che può essere fonte di distorsioni notevoli.

I due sistemi di regolazione dell'amplificazione, sugli stadi a radiofrequenza oppure su quelli a frequenza acustica, non sono a rigore paragonabili, poichè si propongono scopi diversi e vicendevolmente si completano. Si è visto infatti che, per un buon funzionamento del tubo rivelatore, è necessario mantenere la tensione di griglia, in assenza di modulazione, entro un certo campo di valori: tra 0,6 e 1,2 volt, in media, per i rivelatori per caratteristica di griglia; viceversa l'intensità sonora media fornita dall'altoparlante deve potere essere regolabile entro ampi limiti, a piacere dell'ascoltatore. A queste due funzioni rispondono rispettivamente i due sistemi di regolazione dell'amplificazione, e quindi ambedue dovrebbero essere impiegati in un buon ricevitore; tuttavia per semplicità costruttiva e, principalmente, per agevolare la manovra del ricevitore, si preferisce avere un unico organo per la regolazione, il quale agisca sull'amplificazione degli stadi a radiofrequenza, essendo l'eccesso della tensione applicata al tubo rivelatore, più temibile, per le distorsioni, che un difetto.

Ambedue i sistemi possono invece essere vantaggiosamente impiegati, se è reso automatico quello agente sugli stadi a radiofrequenza; in tal caso infatti, non intervenendo più la ragione di maggior semplicità di manovra, per variare l'intensità media di suono è conveniente modificare l'amplificazione dello stadio a frequenza acustica anzichè agire sul dispositivo di regolazione automatica, lasciando a questo il solo scopo di mantenere al valore più opportuno la tensione media a radiofrequenza (quella cioè che si avrebbe in assenza di modulazione) applicata al rivelatore.

È questa indubbiamente la soluzione migliore per la regolazione di intensità in un ottimo ricevitore; soluzione che opportunamente potrebbe essere integrata da un dispositivo di regolazione manuale dell'amplificazione a radiofrequenza, per escludere quello automatico quando si sintonizza il ricevitore, e dall'attenuatore iniziale, per l'ascolto della stazione locale.

14. — Per variare l'amplificazione degli stadi a radiofrequenza si può agire sulla tensione di polarizzazione di griglia dei tubi, spostando il punto di funzionamento sulla caratteristica $I_a = f(V_g)$, oppure sulla tensione di schermo, modificando la caratteristica stessa. È preferito in generale il primo sistema, il quale permette un maggiore campo di regolazione, mentre che col secondo non si riesce talvolta a ridurre sufficientemente l'amplificazione, anche portando a zero la tensione di schermo.

Nella fig. 26 è riportato uno schema di circuito spesso adottato per variare le tensioni di polarizzazione dei tubi.

Siccome necessariamente ad amplificazione ridotta i tubi lavorano in un tratto curvilineo della caratteristica, è necessario osservare che la tensione a radiofrequenza, applicata

alle griglie dei tubi controllati, sia sufficientemente piccola perchè non siano avvertibili le distorsioni prodotte dalla curva-

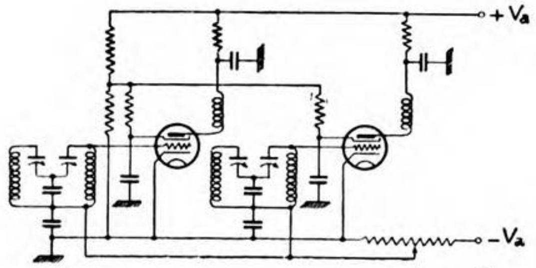


Fig. 26. — Regolazione di amplificazione su uno stadio a radiofrequenza.

tura della caratteristica. È possibile aumentare i valori di tensione applicata alla griglia, pur mantenendo trascurabili le di-

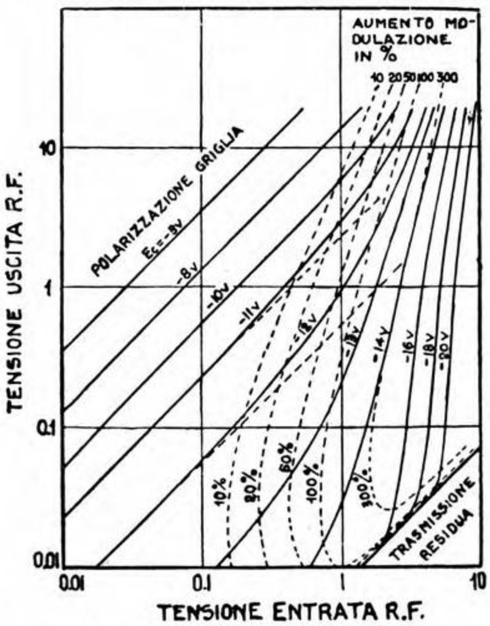


Fig. 27. — Curve di amplificazione di uno stadio con tubo a griglia-schermo, per varie posizioni del regolatore di volume. - Limiti di distorsione.

storsioni, se si impiegano tipi speciali di tetrodi a griglia-schermo (multi-mu), per i quali, grazie ad una particolare

disposizione degli elettrodi, la curvatura delle caratteristiche conserva piccoli valori in tutto il tratto relativo a tensioni negative di griglia (6). Non è tuttavia indispensabile l'uso di questi tubi, poichè anche con i normali tetrodi, per tensioni alternate di griglia inferiori a 100 mV, si può ridurre l'amplificazione per stadio a 1/10 pur mantenendo inferiore al 5 % l'aumento di modulazione, il quale è indice dell'entità delle deformazioni (fig. 27); se quindi si fa lavorare permanentemente al massimo di amplificazione, cioè nel tratto rettilineo della caratteristica, l'ultimo tubo amplificatore a radiofrequenza, e si dispone all'entrata del ricevitore un attenuatore per la ricezione della stazione locale, nell'eventualità che questa pro-

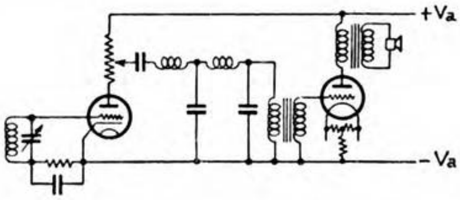


Fig. 28. — Regolazione di amplificazione su uno stadio a frequenza acustica.

duca una tensione superiore a 100 mV, si riesce ad ottenere, con i normali tetrodi, risultati non inferiori a quelli realizzabili con i « multi-mu ».

La regolazione dell'intensità di suono sull'amplificatore a frequenza acustica non può effettuarsi modificando le caratteristiche dei tubi, dato il più alto valore delle tensioni in gioco; assai agevole è invece con queste frequenze ricorrere a un attenuatore potenziometrico a resistenza (fig. 28). Le caratteristiche di esso devono scegliersi in modo che la regolazione dell'intensità non alteri in modo notevole la curva dell'amplificazione in funzione della frequenza.

I dispositivi per la regolazione automatica dell'amplificazione devono mantenere sensibilmente costante l'ampiezza media della tensione applicata alla griglia del tubo rivelatore (ampiezza relativa all'onda portante del segnale), indipendentemente dalla profondità di modulazione.

Una delle prime disposizioni largamente impiegate nei radioricevitori è stata quella rappresentata schematicamente in fig. 29. La regolazione è ottenuta mediante un apposito triodo 2 la cui griglia è connessa a quella del tubo rivelatore 1, funzionante per curvatura della caratteristica anodica; la griglia del tubo regolatore 2 è polarizzata negativamente, rispetto al catodo, mediante un dispositivo potenziometrico R_1, con un

(6) S. Ballantine e H. A. Snow: Proc. I.R.E., 1930, XX, p. 2102

valore di tensione superiore al potenziale di interdizione della corrente anodica. Quando la tensione a radiofrequenza applicata alla griglia del tubo rivelatore oltrepassa un determinato valore, incomincia a passare corrente anodica nel tubo regolatore; si stabilisce quindi ai capi della resistenza R_2 una differenza di potenziale, che polarizza negativamente la griglia del tubo amplificatore 3; la resistenza R_3 serve a stabilire un valore base di polarizzazione, necessario per il corretto funzionamento del tubo amplificatore. Sembra però che questo dispositivo debba sentire l'influenza della modulazione, poichè, con un valore costante dell'ampiezza media della tensione applicata alla griglia (ampiezza dell'onda portante), la corrente anodica del tubo regolatore aumenta con la profondità di modulazione.

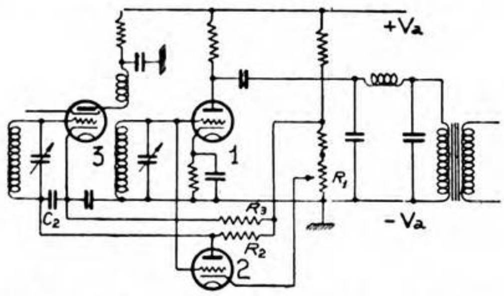


Fig. 29. — Regolatore automatico di amplificazione.

Questo inconveniente è eliminato se si applica alla griglia del tubo regolatore non la tensione a radiofrequenza, ma una tensione continua che sia proporzionale all'ampiezza media di quella, e che può essere fornita dal tubo rivelatore. In fig. 30 è rappresentato uno schema di circuito di questo tipo realizzato con un rivelatore per caratteristica di griglia. Il tubo regolatore 2 è disposto in modo che, tra la griglia e il catodo, a una certa tensione U_0 di polarizzazione positiva venga a sottrarsi la tensione U che si localizza ai capi della resistenza R_3, percorsa dalla corrente anodica I_a del tubo rivelatore. Poichè la componente continua di questa corrente diminuisce, rispetto al valore di riposo, di una quantità proporzionale (nel campo di linearità del tubo rivelatore) all'ampiezza media della tensione a radiofrequenza applicata alla griglia del rivelatore, e cioè alla tensione della portante, si può regolare il sistema in modo che, quando questa tensione supera un determinato valore, il potenziale effettivo di griglia del tubo 2 divenga inferiore al potenziale di interdizione della corrente anodica; si produce così nella resistenza R_2 una caduta di tensione che polarizza le griglie dei tubi amplificatori. Per evitare che la componente alternativa della corrente I_a agisca sul triodo regolatore 2, provocando nella tensione di polarizzazione delle

griglie variazioni periodiche con la frequenza di modulazione, si attenua questa componente mediante la resistenza R e il condensatore C. La costante di tempo $C\,R$ deve avere un valore

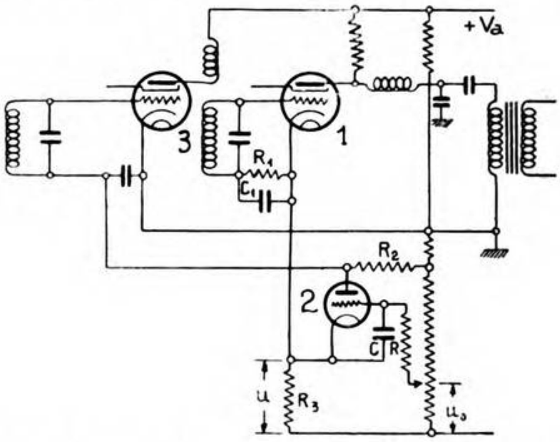


Fig. 30. — Regolatore automatico di amplificazione, con rivelatore « per griglia »:

$R = 0.2$ MΩ $R_1 = 0.1$ MΩ
$C = 0.5$ μF $R_2 = 0.2$ MΩ.

sufficientemente grande, in relazione alla frequenza minima di modulazione, ma tuttavia non eccessivo per non rendere troppo pigro il regolatore: un valore $C\,R = 1/10$ soddisfa bene ambedue le esigenze.

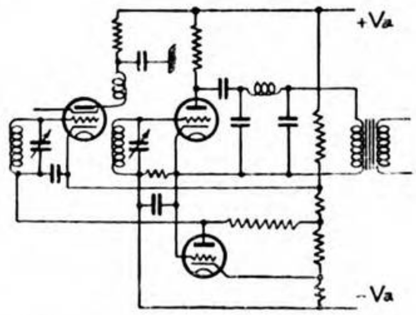


Fig. 31. — Regolatore automatico di amplificazione, con rivelatore « per placca ».

In fig. 31 è rappresentato lo schema di un tipo analogo di regolatore automatico, con rivelatore per caratteristica anodica; esso presenta l'inconveniente di non eliminare comple-

tamente l'influenza della modulazione, data la minore linearità di questo tipo di rivelatore (fig. 13).

Vi sono ricevitori nei quali la funzione di autoregolatore è affidata allo stesso tubo rivelatore ([7]); quantunque solo entro limiti assai più ampi si riesca, in generale con questi sistemi, a mantenere automaticamente la tensione di griglia al tubo rivelatore, tuttavia sempre rimarchevole è l'attenuazione degli affievolimenti dei segnali (*fading*) da essi consentita, tanto più essendo ciò ottenuto in modo semplice e poco costoso.

15. — Conseguenza dello scarso intervallo di frequenza tra le stazioni trasmittenti e d'altra parte della richiesta di una possibile maggiore fedeltà di riproduzione, è stata l'applicazione, sui ricevitori, di un regolatore di tono, allo scopo di attenuare i suoni di frequenza più alta quando sono moleste le interferenze con le stazioni adiacenti. Il regolatore di tono è

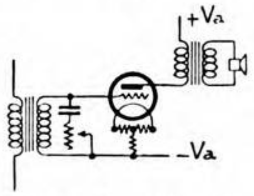


Fig. 32. — Regolatore di tono.

generalmente costituito da una capacità ed una resistenza variabile in serie, derivate sul secondario del trasformatore alimentante il tubo terminale (fig. 32), o sul primario di quello che alimenta l'altoparlante; mediante un giusto proporzionamento di questi due elementi si può ottenere che, a regolatore tutto incluso (resistenza al minimo), il limite superiore delle frequenze, per le quali si ha una riproduzione uniforme dei suoni, sia abbassato a 2500 hertz, valore sufficiente per una intelligibile ricezione della parola.

È stato recentemente posto in commercio uno speciale trasformatore per frequenze acustiche, il quale, con l'aggiunta di una resistenza esterna variabile, permette di esaltare le note più basse o quelle più alte, oppure ottenere una riproduzione uniforme su tutta la gamma; non sembra tuttavia opportuna la possibilità di esaltare le frequenze acustiche più elevate, a meno che in questo modo non si voglia compensare un difetto di riproduzione del ricevitore (eccessiva selettività).

I migliori sistemi per la regolazione di tono sono forse però quelli che agiscono sulla selettività dell'amplificatore a radiofrequenza (§ 4), essendo essi i più adatti ad eliminare le interferenze con altre stazioni.

([7]) D. D. ISRAEL: Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 461.

16. — L'alimentazione dei ricevitori radiofonici, eccettuati quelli portatili alimentati da pile, è universalmente ottenuta dalla rete-luce o forza. In quelli alimentati a corrente alternata si ha un unico trasformatore, del quale uno o più secondari a bassa tensione provvedono al riscaldamento dei catodi, mentre uno ad alta tensione ($300 \div 500$ volt) alimenta il raddrizzatore per la tensione anodica.

Per il raddrizzatore sono usati generalmente diodi ad alto vuoto e catodo caldo, per lo più a doppio anodo, disposizione che permette un più facile livellamento della tensione raddrizzata. Per il livellamento è sufficiente usare una sola cellula filtrante a π, la cui induttanza è costituita dalla bobina di eccitazione dell'altoparlante elettrodinamico, se, mediante un

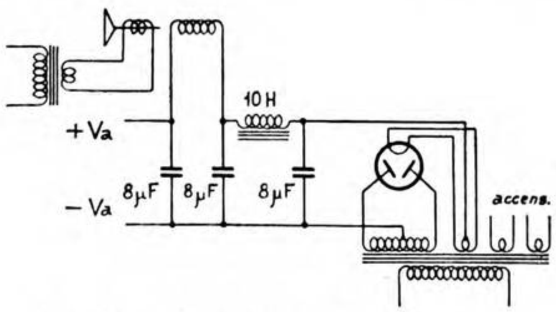


Fig. 33. — Alimentatore per tensione anodica.

grosso anello di rame concatenato col circuito magnetico e posto in prossimità della bobina mobile, è attenuata la componente alternativa di flusso, la quale darebbe luogo a moleste vibrazioni del cono, per correnti indotte nel circuito della bobina mobile. Altrimenti è necessario, per la completa eliminazione del ronzìo, far precedere a questa cellula una seconda, con una induttanza di $10 \div 20$ henry (fig. 33).

La bobina di induttanza deve essere costruita con interferro, e progettata in base ai valori di permeabilità differenziale del materiale magnetico ([8]). Per i condensatori, si sono notevolmente affermati recentemente quelli detti elettrolitici, formati da due elettrodi di alluminio immersi in opportuno mezzo salino conduttore, liquido o umido; questi condensatori possono servire solo per il livellamento di una tensione raddrizzata, poichè questa provoca e mantiene sull'elettrodo positivo la formazione, per via elettrolitica, di una sottile pellicola isolante che agisce da dielettrico del condensatore, le cui armature sono costituite dallo stesso elettrodo positivo e

([8]) C. Matteini: Comportamento delle induttanze a ferro nei circuiti percorsi simultaneamente da corrente continua e alternata - Pubbl. R.I.E.C., 1931, 62.

dal mezzo salino conduttore. Pregi di questi condensatori sono l'elevato valore di capacità con ingombro ridottissimo, il basso costo, e la proprietà di riformarsi automaticamente quando il dielettrico si sia perforato per sovratensione.

È stato anche proposto, per eliminare il ronzìo, di introdurre nel circuito della bobina mobile una f. e. m. alternativa compensatrice, ricavata dal trasformatore di alimentazione; è dubbia però l'efficacia di questo sistema, dato che esso non elimina le armoniche della frequenza di alimentazione prodotte dal raddrizzatore, e data inoltre l'eventualità di sfasamenti tra la f. e. m. disturbatrice e quella di compensazione. E' opportuno ancora ricordare come fonte non trascurabile di disturbo possa essere l'induzione del flusso magnetico disperso del trasformatore principale di alimentazione sul trasformatore di accoppiamento tra il rivelatore e i tubi terminali; ha quindi notevole importanza la posizione relativa di questi due organi e la loro accurata costruzione.

Nei ricevitori alimentati dalla rete a corrente continua i filamenti dei varii tubi sono alimentati in serie; si usano tipi con catodo riscaldato direttamente a bassa tensione, oppure altri a riscaldamento indiretto e tensione di accensione di 20 volt.

Per eliminare la possibilità di accoppiamenti retroattivi tra i varii stadi di amplificazione attraverso l'alimentatore di tensione anodica, è opportuno sistemare sull'alimentazione anodica di ogni stadio un dispositivo di disaccoppiamento, costituito da una resistenza di alcune migliaia di ohm e da un condensatore di circa 0,1 μF, come è indicato nei diversi schemi dati.

17. — Quantunque anche fuori della gamma di 500 ÷ 1500 kilohertz si abbia un discreto numero di emissioni radiofoniche, tuttavia in notevole minoranza sono gli apparecchi atti a ricevere più di una gamma di frequenze, a causa delle difficoltà costruttive che tale esigenza comporta. È dubbio se la soluzione del problema sia più facile nei ricevitori ad amplificazione diretta richiedenti una molteplicità di bobine e un complicato gioco di commutatori, oppure in quelli a cambiamento di frequenza, nei quali difficile si prospetta la soluzione del comando unico; ma in entrambi i casi la possibilità di ricevere bene più di una gamma di frequenze porta un aumento nel prezzo del ricevitore, dubbiamente compensato dalla possibilità di ascolto di un maggior numero di stazioni.

Per rendere atto un apparecchio già costruito a ricevere in un campo di frequenze notevolmente più alto di quello cui era destinato sono stati a più riprese messi in commercio adattatori a cambiamento di frequenza; anche questi tuttavia non hanno fin'ora avuto grande diffusione.

18. — Si è notata, negli ultimi due anni, una notevole semplificazione nella disposizione costruttiva dei ricevitori. La parte sostanziale del ricevitore, il telaio (*chassis*), è attualmente

costituita, in generale, da un piano di lamiera stampata, sopra il quale sono sistemati i tubi elettronici, i condensatori variabili, le bobine, ecc. (fig. 34); inferiormente sono disposti condensatori fissi, resistenze e tutte le connessioni. A questo modo il ricevitore, oltre ad assumere un aspetto semplice e gradevole, risulta anche di costruzione facile e celere.

Caratteristica notevole dei ricevitori moderni è la compattezza, che è stata raggiunta con una razionale disposizione dei



Fig. 34. — Apparecchio ricevente a supereterodina.

varii organi, pur senza scapito delle qualità. Un esempio di ricevitore notevolmente compatto lo abbiamo in fig. 35, che riproduce un grande apparecchio a cambiamento di frequenza con otto tubi elettronici di cui due pentodi finali tipo 47, in opposizione; pure interessante per la compattezza è la disposizione illustrata in fig. 36, relativa ad un ricevitore economico, di piccole dimensioni.

L'involucro esterno del ricevitore è generalmente in legno, quantunque se ne abbiano esempi in materiale stampato (bakelite). Esso sempre contiene anche l'altoparlante ed è foggiato solitamente a mobiletto da tavolo (fig. 37), tipo meno ingombrante e meno costoso, mentre il tipo a mobile grande è per lo più riservato ai radiofonografi con motorino giradischi. La scala è sempre illuminata, direttamente o per trasparenza, e

spesso è graduata in frequenza; non sarebbe pratico segnarvi stabilmente le varie stazioni, dati i cambi di frequenza che

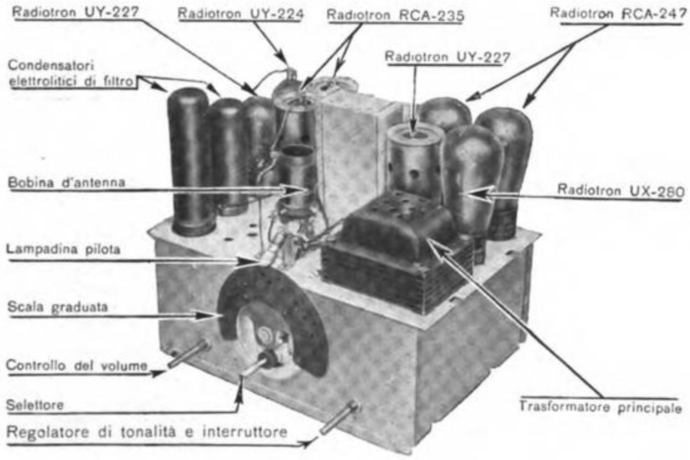


Fig. 35. — Ricevitore di costruzione singolarmente compatta.

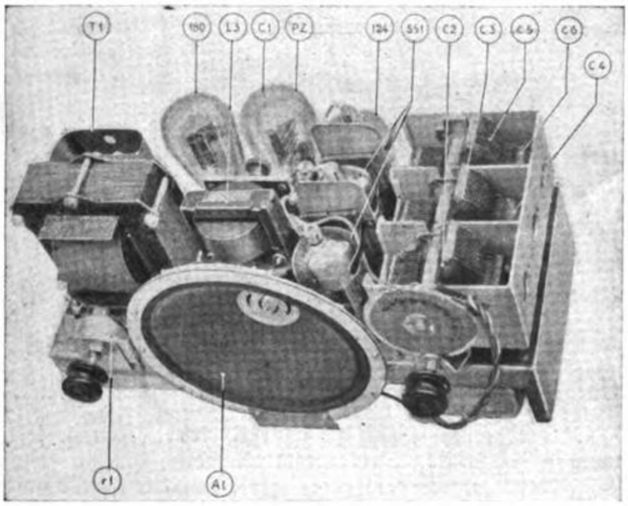


Fig. 36. — Piccolo ricevitore ad amplificazione diretta:

T_1 - Trasformatore di alimentazione.
L_3 - Trasformatore per frequenze acustiche.
r_1 - Regolatore di intensità.
180 - Diodo rettificatore.
124 - Tetrodo rivelatore.
551 - Tetrodi amplificatori per radiofrequenza.
PZ - Pentodo terminale.

talvolta avvengono. Un dispositivo recentissimo è quello illustrato in fig. 38: la scala è rettilinea, illuminata per trasparenza e a visione intera; la colonna centrale è graduata in kilohertz (il ricevitore funziona su due gamme di frequenze), e in quelle laterali si possono opportunamente sistemare varii cartellini trasparenti portanti i nomi delle diverse stazioni; l'indice mobile, a striscia d'ombra, scorre verticalmente. Altra disposizione simile a questa ha la scala in ombra e l'indice costituito da una striscia luminosa che mette successivamente in evidenza i cartellini.



Fig. 37. — Mobile da tavolo per ricevitore.

Ricevitori per comunicazioni telegrafiche e telefoniche.

19. — Qualità essenziali per un ricevitore radiotelegrafico sono la sensibilità, la selettività e la semplicità di manovra; questa, tuttavia, intesa non come per i ricevitori radiofonici, e cioè minimo numero di organi di controllo, uno solo per ogni scopo, per rendere agevole la regolazione del ricevitore a persone inesperte, ma come possibilità di effettuare celermente la ricerca di una emissione, realizzando solo in secondo tempo le condizioni di ricezione ottima, mediante la manovra di organi ausiliari di regolazione (fig. 39). Ciò semplifica notevolmente il progetto del ricevitore, e si rende anzi necessario

qualora questo debba rispondere a particolari doti di selettività oppure debba funzionare su più gamme di frequenza.

Può essere molto alta la selettività in un ricevitore radiotelegrafico, poichè non vi è questione di qualità di riproduzione; è bensì necessario che la costante di tempo del ricevi-

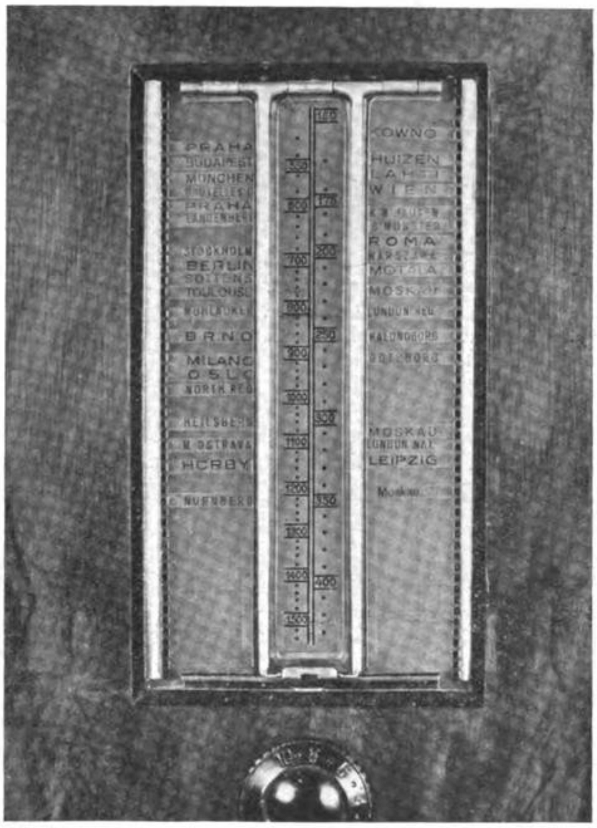


Fig. 38. — Scala luminosa per ricevitore.

tore sia sufficientemente piccola per permettere una intelligibile ricezione dei segnali, ma in generale questa condizione è largamente soddisfatta anche con le più alte velocità di manipolazione.

Su questo punto però occorre fare attenzione quando si impieghi un filtro su frequenza acustica per meglio selezionare il segnale: disposizione particolarmente vantaggiosa poichè attenua anche notevolmente il rumore di fondo del ricevitore.

La frequenza sulla quale è sintonizzato il filtro deve essere scelta tra quelle che meno affaticano l'orecchio, non tuttavia

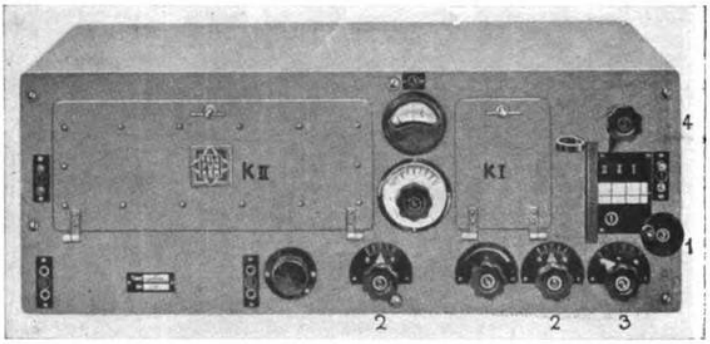


Fig. 39. — Ricevitore per radiocomunicazioni telegrafiche e telefoniche:
1 - Comando dei condensatori variabili.
2 - Correttori dei circuiti oscillatorii.
3 - Regolatore di reazione.
4 - Commutatore per il cambio del campo di frequenze.

eccessivamente bassa per rendere più agevole l'eliminazione dei disturbi (atmosferici principalmente): opportuno è un valore

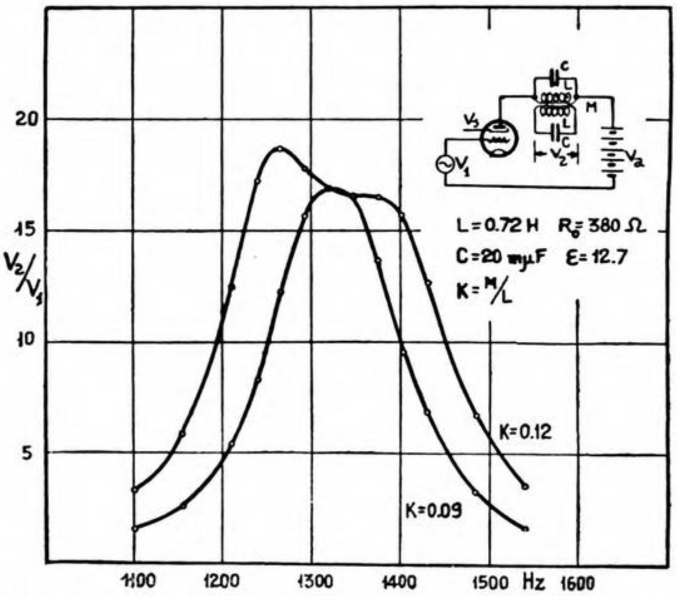


Fig. 40. — Curva di risonanza di un filtro a frequenza acustica.

compreso tra 1000 e 1500 hertz. Già per queste frequenze è conveniente l'uso di bobine senza nucleo di ferro, le quali permettono di realizzare coefficienti di risonanza sensibilmente maggiori. In fig. 40 sono riportate le curve di risonanza di un filtro composto di due circuiti sintonizzati accoppiati, per due valori del coefficiente di accoppiamento *K*, men-

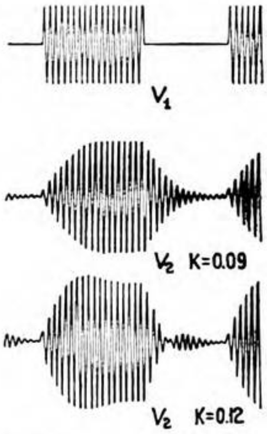


Fig. 41. — Deformazione di segnali manipolati, attraverso il filtro a frequenza acustica.

tre la fig. 41 fa vedere corrispondentemente come si deformino i segnali attraversando il filtro, con una frequenza di manipolazione di 41 hertz.

Anche per le comunicazioni telefoniche sono così ridotte le esigenze di uniforme riproduzione dei suoni, per una buona intelligibilità della parola, da non richiedere in generale speciali accorgimenti per l'amplificatore a radiofrequenza, anche se questo presenta una selettività molto notevole.

20. — Non avendosi preoccupazione alcuna per la fedeltà di riproduzione, superfluo è pensare a filtri di banda nel progetto di questi ricevitori, e scarse applicazioni trova pure il principio del cambiamento di frequenza, tranne per ricezioni di frequenze superiori a 3000 kilohertz, per le quali, per altro ordine di ragioni, esso può essere vantaggioso.

Sono perciò generalmente impiegati, in questi ricevitori, più stadii di amplificazione diretta a radiofrequenza con circuiti sintonizzati, e, per lo più, tetrodi a griglia-schermo, per eliminare la necessità di neutralizzazioni, particolarmente scabrose negli apparecchi a più campi di frequenza.

Per la ricezione dei segnali radiotelegrafici non modulati è spesso impiegato il principio dell'autodina, provvedendo il

tubo rivelatore di accoppiamento reattivo regolabile: l'organo di controllo della reazione è generalmente un condensatore variabile (fig. 42), ma in qualche caso è anche una resistenza che

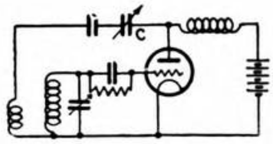


Fig. 42. – Autodina con accoppiamento reattivo regolabile mediante condensatore C.

regola l'accoppiamento reattivo. Nei ricevitori per frequenze inferiori a 100 kilohertz, all'autodina è preferibile un'eterodina (oscillatore separato), la quale può essere in taluni casi vantaggiosa anche per frequenze più alte.

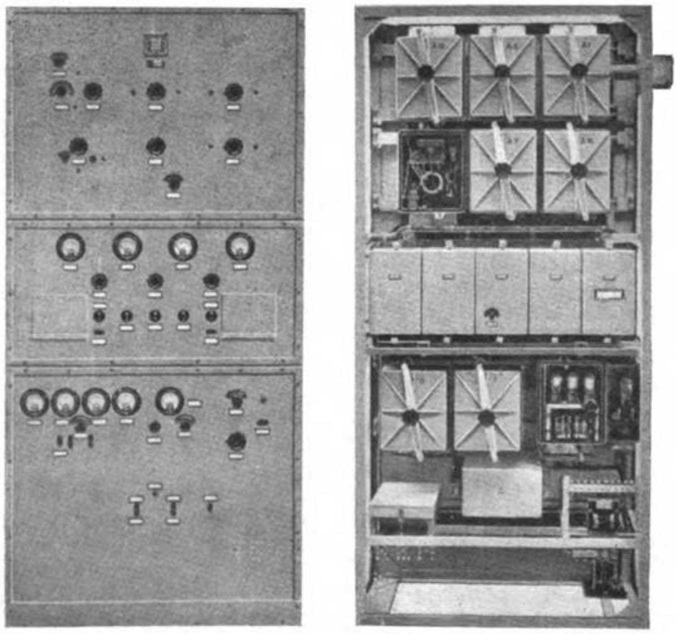


Fig. 43. — Ricevitore a supereterodina per servizi commerciali: 5000 ÷ 30 000 kHz.

Spesso impiegati sono invece i ricevitori a supereterodina per la ricezione di frequenze superiori ai 3000 kilohertz, campo nel quale l'amplificazione diretta è in generale poco

efficiente, specie con i tetrodi a griglia schermo, a causa dei bassi valori di resistenza equivalente ottenibili con i circuiti oscillatorii. D'altra parte il piccolissimo valore relativo della differenza tra le frequenze delle varie stazioni, spesso distanti solamente di alcuni kilohertz, impone a questi ricevitori doti di selettività difficilmente raggiungibili con circuiti a frequenza molto alta; ottenibili invece facilmente col cam-

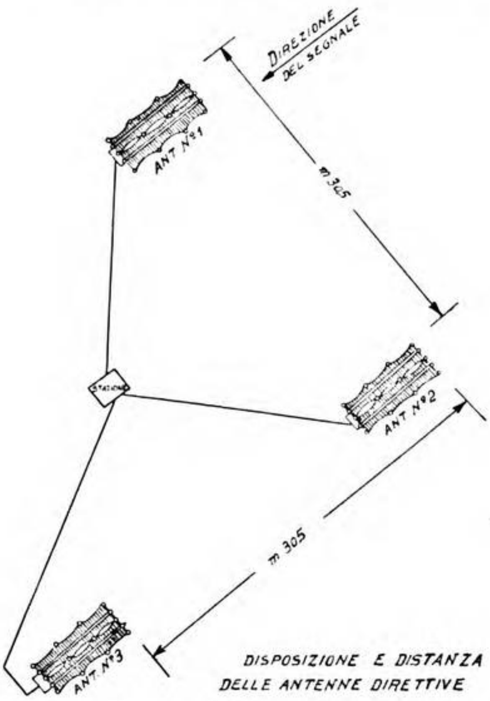


Fig. 44. — Sistema di ricezione anti-evanescenza: disposizione delle antenne.

biamento di frequenza e con una opportuna scelta della frequenza intermedia.

È rappresentato in fig. 43 un ricevitore a supereterodina per radioservizi commerciali di telegrafia, telefonia e trasmissione delle immagini (fotografie, ecc.). Esso comprende quattro stadî di amplificazione diretta con triodi neutralizzati (più efficienti dei tetrodi, sulle frequenze altissime), il complesso per il cambiamento di frequenza, cinque stadî di amplificazione a frequenza intermedia (300 kilohertz), l'amplificatore a frequenza acustica e quello per la ricezione delle immagini; la gamma di frequenze ricevibili va da 5000 a 30.000

kilohertz, ed è divisa in cinque campi, ottenuti cambiando le varie bobine.

In questi ricevitori a cambiamento di frequenza, per la ricezione di segnali radiotelegrafici non modulati, occorre una seconda eterodina accordata su frequenza poco differente da quella intermedia, oppure un generatore a triodo a frequenza acustica il quale moduli il segnale nell'ultimo stadio di amplificazione a frequenza intermedia: questo secondo dispositivo è generalmente preferito.

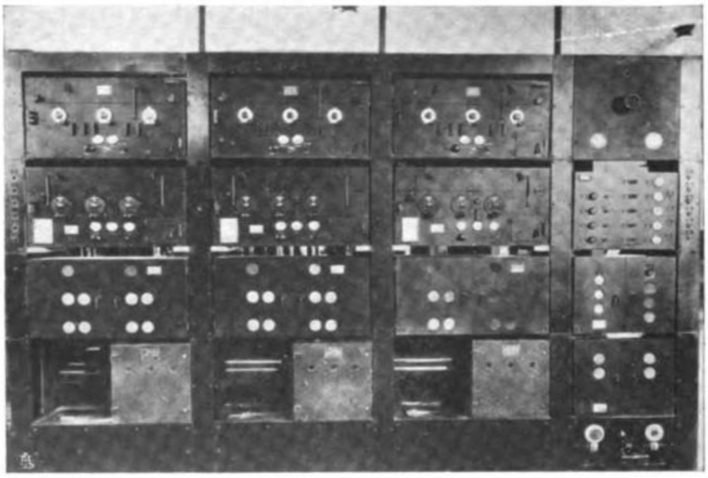


Fig. 45. — Sistema di ricezione anti-evanescenza: sistemazione dei ricevitori.

21. — La molteplicità dei campi di frequenze, generalmente richiesta ai ricevitori per servizi di comunicazione, è un punto difficile nel progetto di tali apparecchi. Quando sono numerosi i circuiti sintonizzati, la migliore soluzione consiste nel disporre stabilmente nel ricevitore tutte le bobine necessarie, e passare dall'una all'altra mediante un gioco di commutatori; soluzione attuabile tuttavia solo per un numero assai limitato di campi di frequenze, oltre il quale è necessario ricorrere al sistema delle bobine intercambiabili. Generalmente mediante commutatore non è conveniente coprire più di tre o quattro campi di frequenza, e per ognuno il rapporto tra frequenza massima e minima può essere in media 2,5, tra 100 e 1500 kilohertz, ma scende a 2, e anche meno, sotto i 70 e sopra i 3000 kilohertz.

22. — Nei grossi ricevitori commerciali si applica spesso la regolazione automatica dell'intensità di suono, mediante sistemi simili a quelli usati nei ricevitori per radiodiffusione.

Tuttavia nella ricezione di segnali a frequenza superiore ai 3000 kilohertz gli affievolimenti sono spesso così intensi, da non potere essere compensati col regolatore automatico.

Si è perciò ricorso, per mantenere costante l'intensità di ricezione, ad altri sistemi più complessi, ma di maggiore efficienza e più sicuri. Uno di questi è basato sulla nota proprietà del fenomeno dell'evanescenza, di essere sensibilmente diverso per diversi punti di ricezione, di modo che vi è una probabilità assai piccola che il campo elettromagnetico prodotto da una determinata stazione trasmittente si annulli contemporaneamente

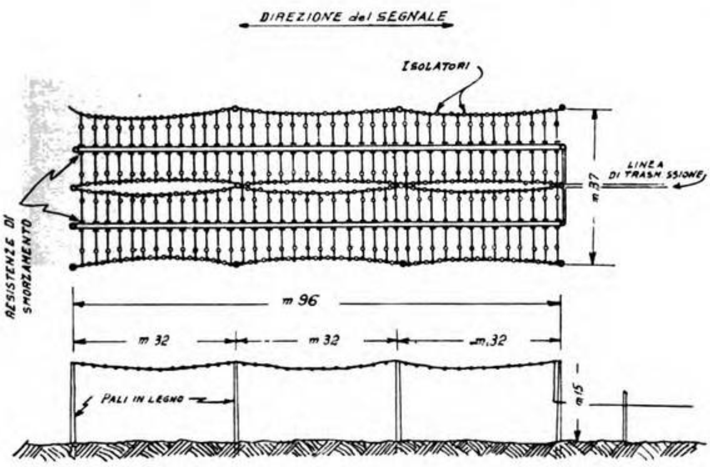


Fig. 46. — Antenne Peterson per altissime frequenze.

in tre punti sufficientemente spaziati fra di loro; disponendo quindi tre antenne eguali, ciascuna collegata a un circuito ricevente sintonizzato su una stessa frequenza, e combinando opportunamente l'erogazione dei tre circuiti, si riesce a mantenere l'intensità di ricezione sensibilmente costante. In fig. 44 è rappresentata in pianta una sistemazione di questo tipo, con tre antenne disposte ai vertici di un triangolo rettangolo e collegate al centro ricevente mediante linee di trasmissione; nella fig. 45 si vede l'insieme dei tre ricevitori e degli apparecchi effettuanti la combinazione dei segnali, la quale, per la radiotelefonia, deve essere fatta in modo che non si abbiano distorsioni a causa delle eventuali diversità di fase tra i segnali a frequenza acustica provenienti dai varî ricevitori.

Particolarmente interessanti sono le antenne direttive Peterson impiegate in questa sistemazione; esse sono costituite da una linea di trasmissione (orientata verso la stazione trasmittente) cui sono accoppiate lascamente, mediante capacità, coppie di elementi di antenna disposti in un piano orizzontale,

perpendicolarmente alla linea. Il funzionamento è del tutto simile a quello dell'antenna Beverage per frequenze più basse, tipo poco adatto per frequenze molto alte, per le quali, essendo necessario ridurre notevolmente la lunghezza dell'antenna, la direttività sarebbe molto scarsa. L'antenna Peterson è perfettamente aperiodica, così che può servire contemporaneamente per più ricezioni su frequenze diverse; la frequenza ricevibile è però determinata da quella propria di risonanza degli elementi,

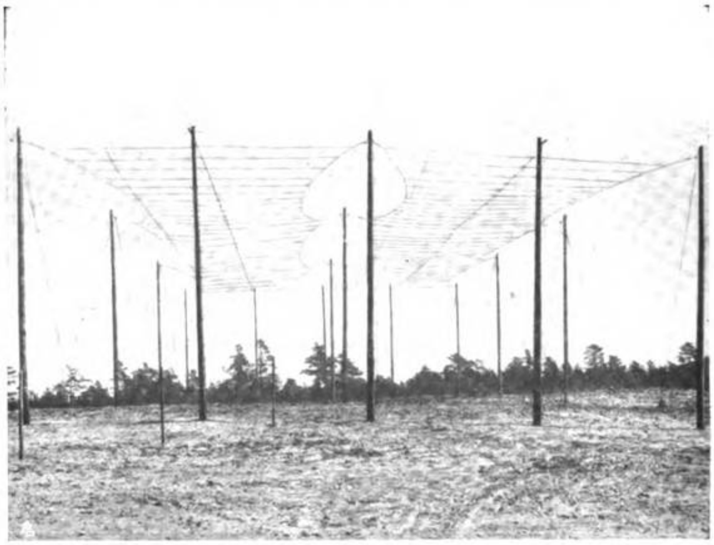


Fig. 47. — Antenne Peterson per altissime frequenze.

in quarto d'onda. In fig. 46 è disegnata in pianta e in elevazione la disposizione di due di queste antenne, e in fig. 47 se ne vede un esempio.

Altro sistema per eliminare le evanescenze consiste nel trasmettere il segnale contemporaneamente su due frequenze abbastanza diverse e quindi effettuare la combinazione alla uscita dei due ricevitori, nel solito modo.

23. — Particolarità costruttive notevoli si richiedono ai ricevitori destinati a bordo di navi, per le speciali condizioni di esercizio e per la necessità di assicurare permanentemente le comunicazioni radiotelegrafiche vicine e lontane, col minimo ingombro di apparati. Caratteristica dunque di questi ricevitori è l'ampiezza notevole della gamma di frequenze.

Sconsigliabile è l'uso di bobine intercambiabili, le quali non permettono un rapido cambio del campo d'onda e sono più

facilmente soggette ad avarie. Per i ricevitori più sensibili e più selettivi destinati alle navi maggiori, la molteplicità dei circuiti oscillatorii impone l'impiego di un commutatore: un esempio di tale tipo di costruzione si ha nel ricevitore rappresentato in fig. 48, il quale copre una gamma tra 1500 e 23.000 kilohertz suddivisa in otto campi. L'eventuale necessità di

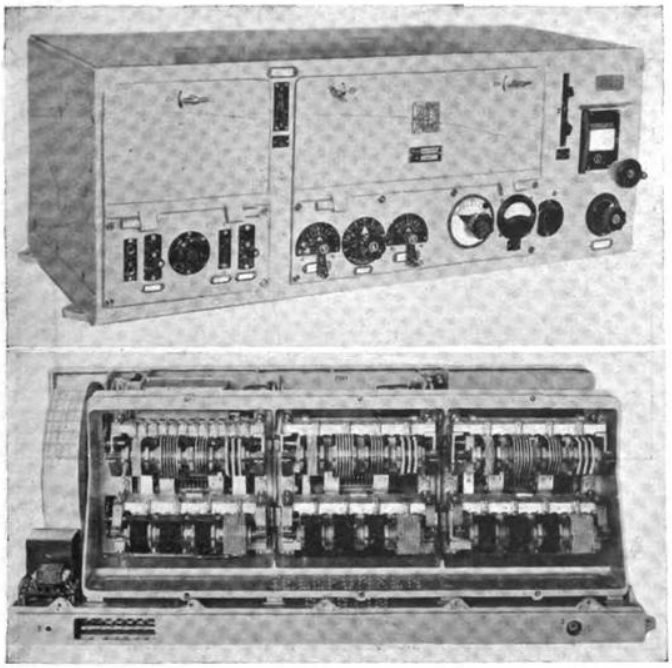


Fig. 48. — Ricevitore navale a otto campi di frequenza: 1500 ÷ 23 000 kHz.

impiego di due ricevitori per ricoprire l'intera gamma di frequenze richiesta dai servizi di comunicazione non è in questo caso inconveniente grave, ed anzi è spesso richiesta da ragioni di traffico. Per ricevitori più piccoli, destinati a navi minori sulle quali la totalità dei servizi di comunicazione deve essere espletata da un unico apparecchio, è necessario talvolta ricorrere ad altri sistemi, i quali permettono di coprire più vaste gamme di frequenza: una disposizione interessante, specie per frequenze altissime, è ottenuta sistemando le varie bobine sulla periferia di un tamburo, in modo che, ruotando questo, le bobine relative ad ogni campo di frequenza si presentino successivamente in corrispondenza di una serie di contatti, che le

connettono al circuito. Nel ricevitore rappresentato in fig. 49 sono usati invece, per ricoprire la gamma tra 100 e 7000 kilohertz, tre blocchi intercambiabili, entro ognuno dei quali sono sistemati i gruppi di bobine, col relativo commutatore. È facilmente comprensibile, tuttavia, come tali sistemi siano attuabili solo per ricevitori aventi un numero assai limitato di circuiti oscillatorii.

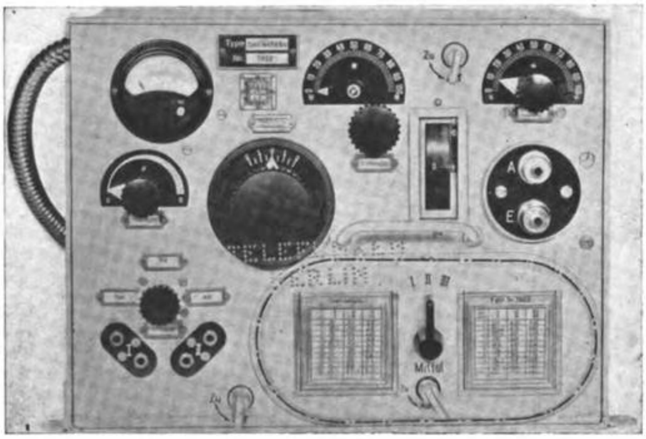


Fig. 49. — Ricevitore per ampia gamma di frequenze: 100 ÷ 7000 kHz.

Notevoli difficoltà presenta, a bordo delle navi, il problema delle radiocomunicazioni duplex telegrafiche o telefoniche, a motivo della necessaria vicinanza tra l'antenna ricevente e la trasmittente. I ricevitori destinati a questo scopo non solo devono presentare una grande selettività complessiva, ma devono potere effettuare una efficace selezione del segnale prima di amplificarlo, per evitare interferenze prodotte dalla emissione locale per saturazione del primo tubo elettronico.

È necessario perciò anteporre al primo tubo una catena di tre o quattro circuiti oscillatorii: in fig. 50 è riprodotto un complesso studiato per il servizio duplex a bordo di navi, e costituito di un ricevitore a tre circuiti sintonizzati, notevolmente sensibile e selettivo, e di un filtro preselettore il quale ha pure tre circuiti sintonizzati, accoppiati induttivamente l'uno all'altro; mediante accoppiamento meccanico i commutatori e i condensatori variabili del filtro sono comandati insieme con quelli del ricevitore, e le sintonie dei varii circuiti possono essere ritoccate mediante tre correttori, con i quali si può far ruotare di un piccolo angolo gli statori dei condensatori variabili. Un buon complesso ricevente di questo tipo permette di

effettuare una ricezione indisturbata in presenza di una trasmissione la quale induca nell'antenna ricevente una tensione di alcune decine di volt, e la cui frequenza differisca del solo 10 % da quella di ricezione.

24. — In tutti questi ricevitori usati per servizi di comunicazione i tubi elettronici hanno usualmente catodo a riscaldamento diretto, a bassa tensione (4 ÷ 6 volt), essendo l'ac-

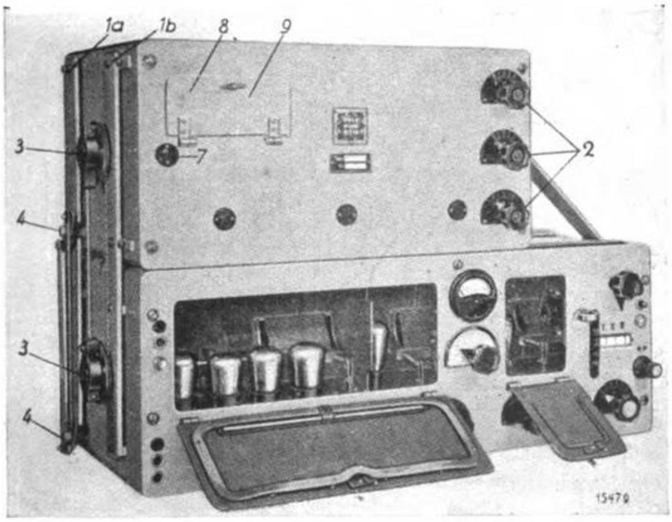


Fig. 50. — Ricevitore navale per servizi duplex:
1 - Bandelle di collegamento.
2 - Correttori per i circuiti oscillatorii del filtro.
3 - Accoppiamento per il comando dei condensatori.
4 - Accoppiamento per il comando dei commutatori.

censione ottenuta mediante accumulatori. La tensione anodica è fornita da pile, accumulatori o altra sorgente di tensione continua, ed è in generale limitata a 100 volt o poco più. Per i grossi ricevitori commerciali sono invece spesso impiegati speciali gruppi convertitori a doppio collettore, per l'accensione e per l'alimentazione anodica. La polarizzazione delle griglie può essere ottenuta automaticamente per corrente di griglia, negli stadi amplificatori a radiofrequenza, ma in quelli a frequenza acustica richiede l'impiego di batterie di pile, non essendo possibile utilizzare i dispositivi automatici impiegati nei ricevitori radiofonici. Tuttavia negli apparecchi usati per ricezione in cuffia, non impieganti quindi tubi di potenza, è con-

sigliabile abolire la polarizzazione di griglia anche per gli stadi amplificatori a frequenza acustica, essendo trascurabili le distorsioni che ne derivano.

Sui ricevitori destinati a servizi importanti è notevolmente opportuna la sistemazione stabile di uno o più strumenti di misura, per il controllo delle tensioni di alimentazione e delle correnti anodiche dei varî tubi, allo scopo di permettere la rapida localizzazione delle più comuni cause di deficiente funzionamento e ridurre al minimo le sospensioni del traffico: vantaggi che ricompensano largamente la maggiore spesa inerente a questo dispositivo.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

LE ONDE CORTISSIME E IL LORO IMPIEGO NELLE RADIOCOMUNICAZIONI

NELLO CARRARA

Rassegna storica delle ricerche e dei risultati ottenuti nel campo delle microonde (di lunghezza inferiore al metro); descrizione dei dispositivi sperimentali, derivati dalle prime esperienze di Barkhausen e Kurz, per la produzione di oscillazioni elettroniche di altissima frequenza nell'interno dei triodi: esposizione dei fondamenti delle principali teorie di tali oscillazioni elettroniche; descrizione di apparati per radiocomunicazioni con microonde. Con particolare estensione sono riferite le ricerche eseguite presso il Regio Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

Premessa.

1. — Insieme con la diffrazione dei raggi X attraverso ai cristalli, prevista per via teorica da Laue, e confermata sperimentalmente da Friedrich e Knipping, uno dei casi più notevoli in cui la teoria ha preceduto l'esperienza, è quello della produzione delle onde elettromagnetiche, ottenute da Hertz (1) nel 1887 durante esperimenti intrapresi per comprovare le teorie di Maxwell. In seguito a tale scoperta, furono subito eseguiti numerosissimi lavori, opera di una fitta schiera di illustri fisici, per ripetere, con onde di lunghezza variabile da qualche centimetro a qualche metro, le esperienze fondamentali dell'ottica: riflessione, rifrazione, diffrazione, polarizzazione, ecc.

Mentre ovunque venivano eseguite ricerche di questa natura, Marconi tentava di utilizzare tali onde elettromagnetiche per le comunicazioni senza filo. Riuscite le prime prove a breve distanza, egli allontanò progressivamente le stazioni corrispondenti, fino a superare l'Atlantico; collegando perciò punti, fra i quali, secondo le leggi dell'ottica, non si sarebbe potuto comunicare. Questo risultato inaspettato aprì all'indagine scientifica una nuova vastissima regione da esplorare.

Gli oscillatori a scintilla, usati da Hertz e dai primi ricercatori, fornivano oscillazioni smorzate, aventi lunghezze di onda dell'ordine del decimetro. In seguito, sempre con oscillatori a scintilla, si ottennero onde di lunghezza grandissima che furono più particolarmente impiegate per le radiocomuni-

(1) H. HERTZ: Wied. Ann., 1887, XXXV, p. 421.

cazioni, ed onde di lunghezza estremamente piccola, fino a 82 μ (raggiungendo quindi lo spettro ultrarosso) interessanti per le ricerche di laboratorio.

Oscillatori classici a triodi.

2. — Ampliata entro limiti così vasti la gamma delle lunghezze d'onda, gli sforzi dei ricercatori vennero diretti ad ottenere onde persistenti. Il problema venne risolto nel modo più semplice e comodo con l'impiego dei tubi elettronici a tre elettrodi di L. de Forest. La disposizione tipica, mediante la quale un tubo a tre elettrodi mantiene una corrente oscillante non smorzata, in un circuito formato da una capacità e da una induttanza, è riportata in fig. 1; con essa, pur riducendo al mi-

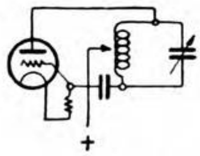


Fig. 1. — Oscillatore classico a presa centrale.

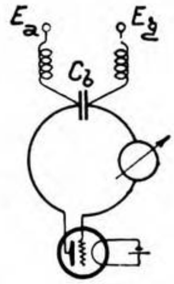


Fig. 2. — Oscillatore di Gutton e Touly.

nimo i valori della capacità e dell'induttanza, non è stato possibile praticamente ridurre la lunghezza di onda al disotto del metro.

Gutton e Touly (2) nel 1919 ottennero onde di 1,5 m di lunghezza, con lo schema riportato in fig. 2. In questo circuito, l'induttanza è costituita da un unico anello di filo conduttore, mentre la capacità è costituita soltanto dalla capacità interna del triodo. Per applicare alla griglia e alla placca le opportune tensioni continue, il circuito oscillante è tagliato, in un nodo di tensione, dal condensatore di blocco C_b.

La maggior parte dei circuiti con un sol tubo, che sono stati usati anche in questi ultimi anni per la produzione di onde dell'ordine del metro, sono derivati da quello ora descritto.

Nel 1921 Holborn (3) osservò che, per ridurre la lunghezza d'onda fornita dagli oscillatori a un sol triodo del tipo di Gutton e Touly, occorre ridurre la capacità del condensa-

(2) C. Gutton e M. Touly: Compt. Rend., 1919, CLXVIII, p. 271.
(3) F. Holborn: Z. S. f. Phys., 1921, VI, p. 961.

tore di blocco; in tal modo però, sfortunatamente, l'intensità delle oscillazioni decresce. Egli impiegò allora un oscillatore a due tubi, secondo lo schema precedentemente indicato da Eccles e Jordan (4) (fig. 3). Allora, con E_a dell'ordine di 200-500

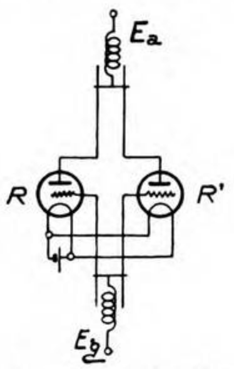


Fig. 3. — Oscillatore di Eccles e Jordan.

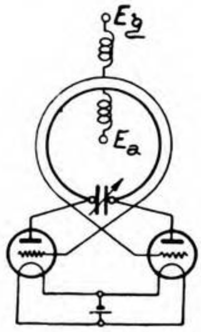


Fig. 4. — Oscillatore di Mesny.

volt, fu possibile ottenere potenze di corrente oscillante dell'ordine di $1,5 \div 2$ watt. Nel 1924 Mesny (5) riferì esperimenti con un circuito a due triodi, nel quale l'accoppiamento fra le induttanze anodiche e di griglia è invertito (fig. 4). Allo scopo di ottenere onde di lunghezza ancora inferiore, Englund (6) nel 1927 costruì un tubo speciale, rappresentato nella fig. 5, for-

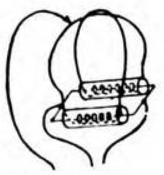


Fig. 5. — Disposizione degli elettrodi nel tubo di Englund.

mato con due sistemi a tre elettrodi, contenuti nella stessa ampolla di vetro. Le due griglie e le due placche sono collegate con due anelli di filo conduttore di alcuni centimetri. Le onde più corte ottenute furono di m 1,02 di lunghezza.

I limiti inferiori per le lunghezze d'onda sono fissati dalle capacità interne dei triodi, non riducibili oltre certi limiti, e dal

(4) W. H. Eccles e F. W. Jordan: Electrician, 1919, XXIII, p. 299.
(5) R. Mesny: Onde Élec., 1925, III, p. 387.
(6) C. R. Englund: Proc. I. R. E., 1927, XV, p. 914.

tempo che gli elettroni, emessi dal filamento, impiegano a percorrere lo spazio compreso fra il filamento stesso e la placca, e che non può essere trascurato, in confronto al periodo delle oscillazioni. Questo tempo si può calcolare facilmente, in via approssimativa, con la formula:

$$t = d\sqrt{\frac{m}{E_a\, e}},$$

dove d è il raggio della placca, E_a la tensione di placca, e, m la carica e la massa dell'elettrone. Così, per un tubo avente la placca di raggio $d = 0,5$ cm e una tensione $E_a = 500$ volt, $t = 0,7 \times 10^{-9}$ sec, mentre il semiperiodo di oscillazioni di 1 m di lunghezza d'onda è $1,7 \times 10^{-9}$ sec.

Oscillatori elettronici.

3. — Se, con i metodi precedentemente indicati, non è possibile, come ora si è detto, scendere con la lunghezza di onda al di sotto del metro, è agevole invece ottenere onde elettromagnetiche molto più corte, anche solo di qualche centimetro, con procedimenti del tutto diversi, con i quali si cerca di mettere e mantenere direttamente in oscillazione, fra gli elettrodi, nell'interno del triodo, i portatori di elettricità.

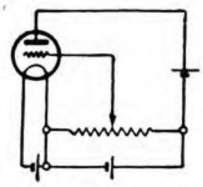


Fig. 6. — Oscillatore di Widdington.

Le prime ricerche dirette in questo senso sono dovute a Widdington [7]. Egli esperimentava con tubi non completamente vuotati, con potenziale di placca fortemente positivo, mentre il potenziale di griglia superava di pochi volt quello del filamento. Lo schema usato dal Widdington è riportato in fig. 6. Widdington pensava che gli ioni positivi, prodotti dall'ionizzazione del gas per urto con gli elettroni nello spazio griglia-filamento, bombardassero il filamento con forza viva rilevante e quindi ne elevassero la temperatura, con un conseguente forte aumento di emissione elettronica. Questo aumento nell'emissione elettronica avrebbe dovuto manifestarsi periodicamente, in dipendenza dal tempo impiegato dagli ioni gassosi positivi a raggiungere il filamento; tempo che per gli

[7] R. Widdington: Radio Rev., 1919, I, p. 53.

ioni di mercurio, secondo i calcoli di Widdington, doveva essere circa (1/6,6) 10^{-5} sec per volt di tensione di griglia, cui corrisponde una lunghezza d'onda di 430 m. Nel fatto, Widdington ottenne onde di frequenze comprese fra 4 e 7×10^5 hertz, in ottimo accordo con le previsioni teoriche.

Finalmente una nuova via per accedere nel campo delle onde cortissime, veramente feconda di risultati, venne aperta da Barkhausen e Kurz ([8]), i quali, diversamente da quanto era stato fatto precedentemente, applicarono alla griglia del triodo un potenziale positivo fortemente elevato ed alla placca un potenziale leggermente positivo, nullo o negativo.

Secondo Barkhausen e Kurz, grazie alla ripartizione dei potenziali, che, in conseguenza, si stabilisce negli spazi interelettrodici, si manifesta un movimento pendolare di gruppi di

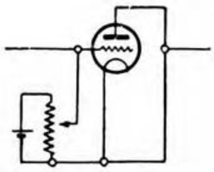


Fig. 7. — Oscillatore di Barkhausen e Kurz.

elettroni attraverso le maglie della griglia, fra filamento e placca. Infatti gli elettroni emessi dal filamento vengono accelerati nel campo filamento-griglia; alcuni si depositano sulla griglia, i rimanenti percorrono lo spazio griglia-placca, diminuendo continuamente di velocità; poi si fermano e tornano verso la griglia. Una parte di questi, attraversata nuovamente la griglia con grande velocità, si dirige, rallentando, verso il filamento, per poi tornare indietro, attraversare la griglia una seconda volta, e così via. Tuttavia, affinchè questi elettroni dotati di moto pendolare possano costituire una corrente oscillante, capace di irradiare nello spazio esterno al triodo, è necessario che il loro movimento sia ordinato, e cioè che la maggior parte di essi oscilli sincronicamente, in fase. Ciò deve in realtà accadere perchè, montando un triodo secondo lo schema di fig. 7, le onde elettromagnetiche si manifestano.

La teoria di Barkhausen e Kurz viene confermata dal fatto che, in generale, la lunghezza d'onda, diversamente da quanto accade con gli oscillatori classici, dipende dalle dimensioni degli elettrodi del tubo e dalle tensioni ad essi applicate.

Nell'ipotesi semplificativa che gli elettrodi siano piani e trascurando la carica spaziale, dalla teoria di Barkhausen e

---

([8]) H. BARKHAUSEN e K. KURZ: Phys. Z. S., 1920, XXI, p. 1.

Kurz si deduce la relazione:

$$\lambda = \frac{1000\, d_a}{\sqrt{E_g}},$$

dove λ è la lunghezza d'onda in cm, d_a è la distanza in cm fra la placca e il filamento, E_g è il potenziale di griglia in volt, e si è supposta zero la tensione di placca E_a. Nel caso in cui E_a sia diverso da zero, si ottiene invece:

$$\lambda = \frac{1000}{\sqrt{E_g}} \frac{d_a E_g - d_g E_a}{E_g - E_a}.$$

In fig. 8 sono riportati i risultati di misure eseguite da Barkhausen e Kurz con un triodo Shott M, avente il diametro di

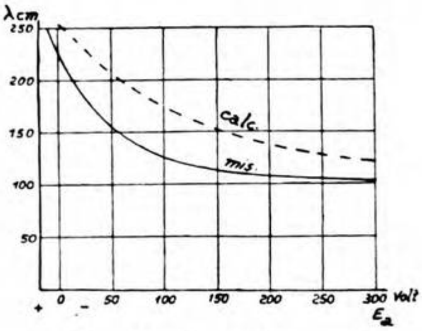


Fig. 8. — Lunghezze d'onda emesse dall'oscillatore Barkhausen e Kurz, con tubo Shott M.

placca 3,1 cm, e il diametro di griglia 0,7 cm. Nella stessa figura, la curva tratteggiata rappresenta i valori di λ calcolati con la formula precedente.

L'accordo fra i valori calcolati e i valori misurati è piuttosto limitato, come d'altronde è naturale, se si pensa alle ipotesi semplificative introdotte, e alla circostanza che gli elettrodi del triodo sono cilindrici anzichè piani. Tuttavia l'andamento delle due curve è il medesimo, e quindi l'esperienza appoggia assai bene la teoria. Una circostanza importante è però da notare: la lunghezza d'onda, contrariamente alla teoria di Barkhausen e Kurz, è funzione anche della corrente d'accensione del filamento e quindi della corrente di emissione; precisamente la lunghezza d'onda decresce all'aumentare della corrente di emissione.

Le onde più corte che Barkhausen e Kurz ottennero dal tubo Shott M, avevano una lunghezza di 43 cm.

Per la misura della lunghezza delle onde elettromagnetiche irradiate dall'oscillatore di Barkhausen e Kurz, si può utilmente impiegare un sistema di fili di Lecher, posto nelle immediate vicinanze (fig. 9). Com'è noto, se i fili sono eccitati sulla frequenza da misurare, si troveranno, spostando il ponticello mobile, posizioni equidistanti, per le quali la corrente che percorre l'elemento termico T e che si legge sul galvanometro G è massima. Supposta la resistenza dei fili molto piccola, si dimostra, ricorrendo alla teoria generale della propagazione, che la velocità delle onde lungo i fili si può ritenere, per le

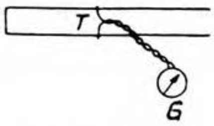


Fig. 9. — Fili di Lecher per la misura delle lunghezze d'onda.

frequenze in discorso, eguale alla velocità di propagazione nel vuoto. Perciò si può assumere, come misura della semilunghezza d'onda, semplicemente la distanza fra due posizioni consecutive del ponte.

La presenza delle oscillazioni elettroniche si rileva facilmente dal fatto che, anche quando il potenziale di placca è fortemente negativo, fluisce nel circuito di placca una corrente, diretta, esternamente al tubo, nel verso filamento-placca, e che perciò può essere considerata come una corrente di carica della batteria anodica. La teoria di Barkhausen e Kurz non rende conto di questa corrente, che si manifesta anche per tensioni di placca inferiori a — 100 volt, e che è generalmente tanto più intensa, quanto più intensa è la corrente oscillante.

Dalla data della scoperta di Barkhausen e Kurz, i lavori teorici e sperimentali sulla produzione delle onde cortissime si seguirono molto numerosi, e noi ci limitiamo a riferire quelli che ci sono sembrati più notevoli.

4. — Scheibe (9) trattò analiticamente il caso di triodi ad elettrodi cilindrici, giungendo all'espressione, per la lunghezza d'onda:

$$\lambda = \frac{4\,c\,r_1}{\sqrt{2\,\frac{e}{m}\,E_g\,10^8}}\left[f\left(\sqrt{\log_e\frac{r_1}{r_0}}\right)+g\left(\sqrt{\frac{E_g}{E_g-E_a}\log_e\frac{r_2}{r_1}}\right)\right],$$

dove r_0, r_1, r_2 sono i raggi del filamento, della griglia e della

(9) A. SCHEIBE: Ann. d. Phys., 1925, LXXIII, p. 54.

placca; c la velocità della luce; $f(x)$ e $g(x)$ due funzioni il cui andamento è fornito da curve e tabelle nel lavoro originale. Sperimentalmente egli osservò un notevole aumento nella intensità delle oscillazioni, collegando alla griglia ed alla placca due fili paralleli, con un condensatore di blocco scorrevole lungo di essi, secondo lo schema della fig. 10 (ciò che costituisce un sistema di fili di Lecher). Secondo le osservazioni di

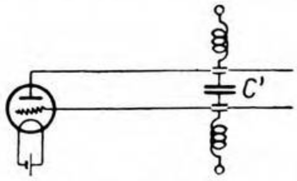


Fig. 10. — Oscillatore di Scheibe.

Scheibe, questi fili non hanno alcuna influenza sulla lunghezza d'onda, ma aumentano considerevolmente l'intensità delle oscillazioni elettroniche quando, per posizioni opportune del condensatore scorrevole, la frequenza propria coincide con la frequenza delle oscillazioni elettroniche, prevista in base alla formula teorica. Le onde più corte che Scheibe riuscì ad ottenere con un tubo Shott K avevano una lunghezza di 24 cm.

Sorvoliamo sulle ricerche, fisicamente interessantissime, di Nettleton, Kapzov, Grechowa, sulla dipendenza delle oscillazioni elettroniche dalla non perfetta vuotatura dell'ampolla del triodo, e su quelle di van der Pol, Kapzov e Gwodower sulla

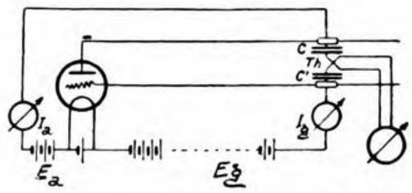


Fig. 11. — Oscillatore di Gill e Morrell.

dipendenza dalla carica spaziale, per riferire con qualche larghezza le ricerche successive a quelle di Scheibe, sulla dipendenza dell'intensità e della lunghezza d'onda delle oscillazioni elettroniche, da un circuito oscillante esterno accoppiato.

Le disposizioni sperimentali dei diversi autori, salvo eccezione della quale parleremo in seguito, a meno di qualche differenza nei particolari, sono quasi completamente identiche e si possono tutte ricondurre allo schema della figura 10. Con un circuito di questo tipo (fig. 11) espe-

rimentarono Gill e Morrell (10). La lunghezza d'onda veniva misurata con un sistema di Lecher, accoppiato lascamente ai fili collegati con la griglia e con la placca, mentre la corrente oscillante veniva misurata con una termocoppia, inserita, con due condensatori di blocco C, C', nel ponte scorrevole sui fili medesimi. Essi trovarono, in contrasto con i risultati di Scheibe, che la frequenza di questo oscillatore non soltanto dipende dalle dimensioni geometriche e dalle condizioni di alimentazione del triodo, ma anche dalla posizione del ponte scorrevole, e quindi dalla frequenza propria del circuito oscil-

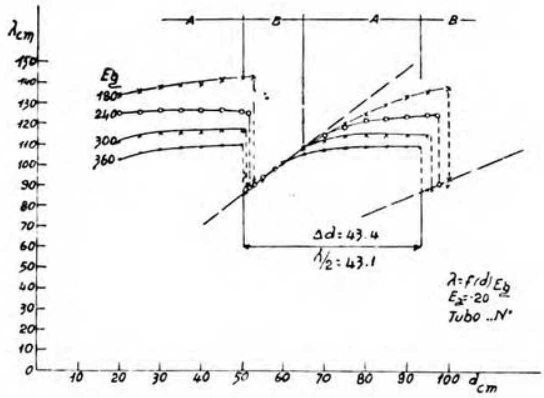


Fig. 12. — Lunghezze d'onda emesse dall'oscillatore di Gill e Morrell in funzione della lunghezza dei fili di Lecher.

lante esterno. Le ricerche di Gill e Morrell furono proseguite da molti: Sahanek, Kapzov, Grechowa, Tank e Schiltknecht, ecc. (11).

Finalmente Hollmann (12) tentò di coordinare i risultati ottenuti da questi varî autori, con ricerche sistematiche, mantenendo costanti le tensioni di alimentazione e facendo variare con continuità la frequenza propria del circuito esterno, e inversamente. Riportiamo in fig. 12 una serie di curve caratteristiche che rappresentano l'andamento della lunghezza d'onda in funzione della posizione del ponte scorrevole sui fili connessi con la griglia e con la placca, e in fig. 13 (questa ricavata dai risultati precedentemente ottenuti da Gill e Morrell) la curva

---

(10) E. W. B. Gill e J. H. Morrell: Phil. Mag., 1925, XLIX, p. 369.

(11) J. Sahanek: Phys. Z. S., 1925, XXVI, p. 368.
N. Kapzov: Z. S. f. Phys., 1925, XXXV, p. 129.
M. T. Grechowa: Z. S. f. Phys., 1925, XXXV, p. 50 e 59.
F. Tank e E. Schiltknecht: Helv. Phys. Acta, 1928, I, p. 100.

(12) H. E. Hollmann: Ann. d. Phys., 1928, LXXXVI, p. 129.

dell'intensità della corrente oscillante al variare della tensione di griglia, per condizioni del circuito esterno immutate. Le curve della fig. 12 si possono dividere in sezioni *A* e *B*. Le sezioni *A* hanno un andamento rettilineo, sensibilmente parallelo all'asse delle ascisse; le onde corrispondenti hanno dunque lunghezza indipendente dalla configurazione del circuito esterno, dipendente invece dalla tensione di griglia secondo la legge di Barkhausen $\lambda^2 E_g$ = cost., mentre le sezioni *B*, in gran parte coincidenti per le diverse tensioni di griglia, mostrano la dipendenza delle lunghezze d'onda corrispondenti dalla frequenza propria del circuito esterno, e la indipendenza dalle tensioni di alimentazione. Il successivo e alternativo ripetersi delle sezioni *A* e *B* va attribuito al fatto che, per posizioni equidistanti del ponte scorrevole sui fili, il circuito oscil-

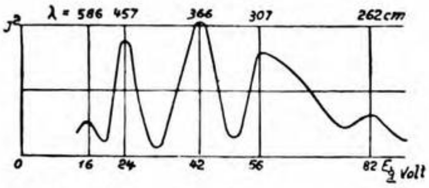


Fig. 13. — Intensità della corrente oscillante nell'oscillatore di Gill e Morrell in funzione della tensione di griglia.

lante da essi costituito può essere considerato in accordo sempre con onde della stessa frequenza. Oscillazioni del tipo *A* furono chiamate da Hollmann oscillazioni pure di Barkhausen e Kurz, mentre quelle del tipo *B* furono chiamate di Gill e Morrell. La presenza di queste ultime venne attribuita alla reazione delle tensioni alternative degli elettrodi, determinate dal movimento pendolare degli elettroni, sul movimento elettronico stesso.

Le frequenze delle oscillazioni del tipo *A* — oscillazioni elettroniche pure di Barkhausen e Kurz — si possono calcolare con le formule riferite nel § 3, le quali sono state dedotte dall'ipotesi che gli elettroni oscillino tra filamento e placca. L'esperienza ha però mostrato che, con triodi aventi la griglia a maglie strette, si ottengono onde di frequenza all'incirca doppia di quella che dovrebbero avere secondo le formule citate; si pensa che siano dovute ad oscillazioni pendolari elettroniche confinate tra griglia e placca. Corrispondentemente possono anche ottenersi onde così corte del tipo *B* di Gill e Morrell.

Sembra che vi sia anche un'altra possibilità di oscillazioni elettroniche. Pierret ([13]), alimentando la griglia di un triodo

([13]) E. PIERRET: Compt. Rend., 1928, CLXXXVI, p. 1284.

Métal T.M.C. con una tensione di circa 280 volt e con una tensione di placca di circa — 40 volt, ottenne onde di lunghezza intorno a 18 cm; valore assai inferiore a quello prevedibile con le note formule e, d'altronde, praticamente indipendente dalle tensioni di alimentazione e dal circuito esterno. Egli attribuì la presenza di queste onde ad oscillazioni elettroniche, confinate tra le maglie della griglia.

5. — La potenza di corrente oscillante che si ottiene con questi nuovi procedimenti è generalmente assai limitata. Molti autori tentarono perciò, analogamente a quanto vien fatto con oscillatori classici, di accoppiare due o più triodi. Riportiamo nelle fig. 14 e 15 i due schemi che sono stati più frequentemente usati. Un circuito del tipo rappresentato in fig. 15 è stato

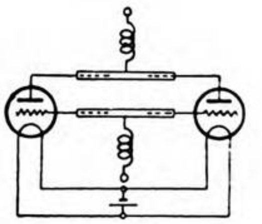


Fig. 14.
Oscillatore elettronico a due tubi di Grechowa.

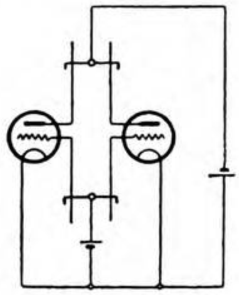


Fig. 15.
Altro oscillatore elettronico a due tubi di Grechowa.

adottato anche da Guglielmo Marconi, durante le ben note esperienze eseguite a Santa Margherita Ligure, e, con triodi appositamente costruiti, ha fornito valori cospicui per la potenza irradiata [13 bis].

Una diversa disposizione che si stacca dalle precedenti, è stata usata da Carrara [14], in seguito a ricerche eseguite sui triodi Philips A 410. Questi triodi, con accensione del filamento normale a 4 volt, e alimentati secondo lo schema consueto della fig. 10, non sembrano essere sede di oscillazioni elettroniche. Ciò si rileva dal fatto che la corrente di placca rimane, per qualunque valore delle tensioni di griglia e di placca (quest'ultima sempre prossima a zero), estremamente piccola, dell'ordine di qualche microampere. Accoppiando invece due di tali triodi, secondo lo schema della fig. 16 dove *a, b, c, d* e *p, q, r, s* rappresentano i piedini del primo e del secondo triodo (*a p* essendo connessi con le griglie, *c r* con le placche), la corrente di placca raggiunge valori di tutto un altro ordine di

[13 bis] G. MARCONI: A. F., 1933, II, p. 5.
[14] N. CARRARA: L'Elettrot., 1931, XVIII, p. 874.

grandezza, e cioè dell'ordine del milliampere. Come mostra la figura, gli elettrodi omonimi sono riuniti da fili rettilinei, nel punto di mezzo dei quali (rispettivamente 1, 2, 3, 4) sono attaccati i conduttori che completano la disposizione. La lunghezza

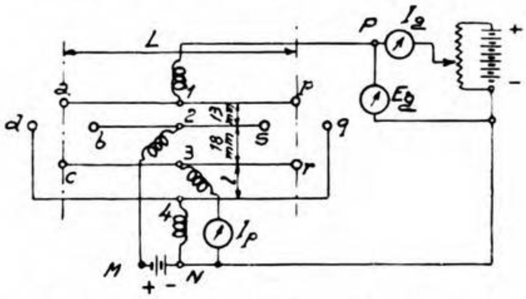


Fig. 16. — Oscillatore elettronico a due tubi di Carrara.

L dei conduttori *ap* e *cr* è di circa 10 cm; la distanza fra *ap* e *bs* è di circa 13 mm, fra *bs* e *cr* di 18 mm. La distanza *l* fra *cr* e *dq* ha avuto in tre diverse misure i valori seguenti: 3 mm, 10 mm, 16 mm. Per i tre casi l'andamento della corrente di placca I_p in funzione della tensione di griglia è riportato nella fig. 17. La lunghezza d'onda, misurata con il sistema

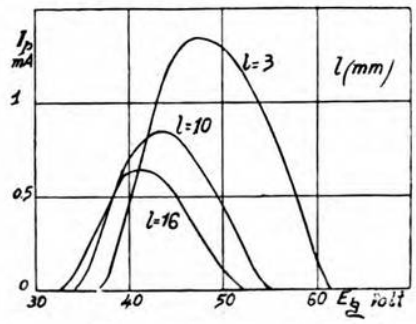


Fig. 17. — Corrente di placca nell'oscillatore di Carrara in funzione della tensione di griglia.

di fili di Lecher, è di 106 cm. Mentre la corrente di placca, e quindi la corrente oscillante, si riduce a zero togliendo i fili di connessione dei filamenti e delle placche e connettendo direttamente con le sorgenti delle tensioni i corrispondenti piedini dei triodi, rimane diversa da zero per una variazione del genere, operata nel circuito di griglia. Ha dunque parte essenziale, in questo caso, per l'innesco delle oscillazioni elettroni-

che, l'accoppiamento fra il filo di connessione delle placche e il filo di connessione dei filamenti.

In base a questa osservazione, è stato possibile ottenere oscillazioni anche con lo schema della fig. 10 ad un sol triodo, con l'aggiunta di un piccolo condensatore fra placca e filamento. Sembra trattarsi di oscillazioni di Gill e Morrell, non risultando soddisfatta la legge $\lambda^2 E_g$ = cost.

Con questa nuova disposizione Kozanowski [15], impiegando tubi trasmittenti UX 122 Standard, ha potuto ottenere, nel circuito di placca, correnti oscillanti fino a 2,5 ampere, con una lunghezza d'onda di 67,5 cm, per I_g = 400 mA, E_a = 115 volt, I_p = 5 mA. La potenza di corrente oscillante è dunque in questo caso veramente considerevole, certamente superiore a quella ottenuta con qualsiasi altra disposizione e lascia bene sperare per le possibili applicazioni tecniche delle onde ultracorte.

6. — Coordinare la larga messe dei risultati sperimentali, forniti dalle indagini sulle onde ultracorte, con una esauriente trattazione teorica non è agevole. Le considerazioni elementari di Barkhausen e Kurz e di Scheibe, se conducono a trovare legami, esprimibili in forma semplice, fra la lunghezza d'onda, le condizioni di alimentazione e le dimensioni degli elettrodi del triodo, non sono sufficienti a spiegare il punto fondamentale della questione: come può accadere che la più parte degli elettroni, nell'interno del triodo, si ordinino in modo da oscillare sincronicamente in fase? Inoltre non giustificano la dipendenza, riscontrata sperimentalmente, fra la lunghezza d'onda e la corrente di accensione (e quindi la corrente di emissione) del filamento. Molte interpretazioni sono state proposte di questi interessanti fenomeni: ne riferiremo soltanto alcune che ci sembrano degne di particolare rilievo.

a) *Interpretazione di H. G. Möller* [16]. Per semplicità supponiamo che catodo (filamento) e anodo (placca) siano piani e paralleli, e la griglia, equidistante dall'uno e dall'altro, sia formata con una rete piana. Supponiamo inoltre che il potenziale di griglia sia mantenuto costante, mentre alla placca e al catodo sono applicate due tensioni alternative di eguale ampiezza, ma in opposizione di fase, in modo che le componenti alternative dei campi fra griglia e placca, griglia e filamento siano ad ogni istante di uguale grandezza (in valore assoluto).

Rappresentiamo con u_a (fig. 18) l'andamento nel tempo del potenziale di placca. L'ampiezza dell'oscillazione degli elettroni uscenti dal filamento all'istante 1 andrà progressivamente aumentando, quella degli elettroni uscenti all'istante 2 andrà progressivamente diminuendo. Infatti i primi vengono accelerati, durante il loro moto, dalle componenti alternative dei campi, i secondi invece vengono ritardati. La variazione di ampiezza δx

[15] H. N. Kozanowski: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 857.
[16] H. G. Möller: H. F. Techn. u. El. Ak., 1929, XXXIV, p. 201; E. N. T., 1930, VII, p. 293 e 411.

che si determina ad ogni oscillazione completa degli elettroni uscenti ai varî istanti, è pure rappresentata nella fig. 18. Se la tensione alternativa applicata agli elettrodi è dovuta ad una corrente oscillante che fluisce in un circuito esterno, gli elettroni della prima specie vi sottraggono energia, quelli della seconda specie ve l'apportano.

Consideriamo ora il caso che il potenziale costante base di placca sia zero (eguale a quello del filamento). Allora, se non vi fossero le componenti alternative, tutti gli elettroni tornerebbero indietro, una volta arrivati davanti alla placca. Invece, grazie a tali componenti alternative, una parte degli elettroni emessi dal filamento, e precisamente quelli la cui ampiezza di oscillazione andrebbe crescendo, con sottrazione di energia dal

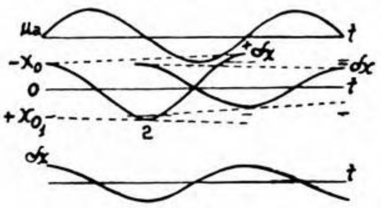


Fig. 18. — Variazioni nell'ampiezza delle oscillazioni degli elettroni.

circuito oscillante, si depositano sulla placca; mentre la parte rimanente si mantiene in oscillazione attraverso le maglie della griglia, fornendo energia al circuito esterno fino alla cessazione del moto. Ed è chiaro che, complessivamente, l'energia in tal modo fornita dagli ultimi è superiore a quella sottratta dai primi. Inoltre è possibile dimostrare che questi ultimi, per condizioni opportune del circuito esterno, grazie al loro movimento pendolare, inducono sopra gli elettrodi potenziali variabili in fase con i potenziali alternativi applicati. Se i potenziali indotti sono sufficientemente grandi, potranno innescarsi e mantenersi oscillazioni persistenti, pur alimentando il triodo con potenziali costanti. Ciò vale anche quando il potenziale base di placca è leggermente positivo; ed anche quando è leggermente negativo; purchè l'ampiezza della componente alternativa della tensione anodica sia maggiore della tensione continua.

Quando la tensione dell'anodo è negativa oltre un certo limite, occorrono altre considerazioni. Si può ammettere allora, data la ripartizione dei potenziali nell'interno del triodo, che le variazioni nell'ampiezza delle oscillazioni degli elettroni determinino corrispondenti piccole variazioni nel periodo, cosicchè la durata aumenti con l'aumentare dell'ampiezza. Le conseguenze di ciò sono mostrate nella fig. 19. Nella prima riga gli elettroni sono ripartiti ad intervalli eguali sull'asse dei tempi. Questa ripartizione corrisponde all'uscita degli elettroni dal catodo. Quegli elettroni, la cui ampiezza di oscillazione va aumentando,

tornano nelle vicinanze del catodo con un ritardo che si può ritenere proporzionale alle variazioni di ampiezza. Nella fig. 19 il fattore di proporzionalità è stato preso eguale ad uno. Nella seconda riga della stessa figura è rappresentata la distribuzione nel tempo degli elettroni che sono ritornati in vicinanza del catodo. Si vede che tale distribuzione non è più uniforme, e si manifestano condensazioni e rarefazioni.

In base a queste considerazioni qualitative H. Möller stende un'ampia trattazione matematica nella quale non è certo il caso qui di addentrarci.

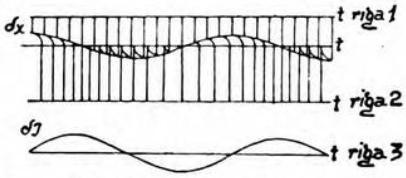


Fig. 19. — Variazioni nella fase delle oscillazioni degli elettroni.

b) *Interpretazione di A. Rostagni* [17]. È noto che la presenza di ioni in un condensatore a gas rarefatto, sottoposto ad una tensione alternata, ne modifica la reattanza. Riferiamoci, per fissare le idee, ad un condensatore piano indefinito; indichiamone con s la distanza fra le armature, ed assumiamo un asse x, normale a queste. La tensione applicata sia:

$$V = V_0 e^{j\omega t}$$

(sottintendendo il simbolo della parte reale, secondo le notazioni dell'A). Gli ioni abbiano tutti la stessa carica ε e la massa m; non siano animati da moti particolari, all'infuori del moto disordinato dell'agitazione termica, nè soggetti a forze all'infuori del campo sinusoidale — V/s applicato. Se si può fare astrazione, nel problema che ci interessa, dalle influenze mutue fra gli ioni e dagli urti sia con le molecole di gas, sia con le armature, l'equazione del moto è per tutti gli ioni:

$$m\, x'' = -\varepsilon \frac{V_0}{s} e^{j\omega t} \,,$$

e quindi la velocità:

$$x' = j \frac{\varepsilon}{m\, s\, \omega} V + v_0 \,,$$

dove v_0 rappresenta la velocità del moto disordinato. La cor-

(17) A. Rostagni: Atti R. Acc. Sc. Torino, 1931, XLVI, p. 123 e 217.

rente attraverso un'area S normale al campo risulta:

$$I = j \frac{n \varepsilon^2 S}{m s \omega} V = j \frac{1}{L \omega} V, \text{ posto } L = \frac{m s}{n \varepsilon^2 S},$$

se con n si indica il numero di ioni per cm^3; osservando che la somma di un gran numero di termini in v_0 è nulla per la definizione di moto disordinato. Attraverso il condensatore si ha dunque, nella ipotesi fatta, accanto alla corrente di spostamento dielettrico $-j \omega C V$ (dove C è la capacità per l'area S del condensatore), in anticipo di un quarto di periodo rispetto a V, una corrente ionica in ritardo di un quarto di periodo rispetto alla V stessa; paragonabile quindi con la corrente che si produrrebbe in un circuito di autoinduzione L e privo di resistenza, posto in parallelo col condensatore. Ma un sistema costituito di una capacità C con un'induttanza L in parallelo, senza resistenza ohmica, rappresenta il tipo più semplice di circuito oscillante, con la pulsazione propria:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L C}} .$$

Se è:

$$C = \frac{K S}{4 \pi s},$$

risulta:

$$\lambda = \sqrt{\frac{4 \pi n \varepsilon^2}{K m}} .$$

Assimilando il sistema griglia-placca del triodo col condensatore di cui ora si è parlato, e con alcuni accorgimenti e ipotesi per valutare il numero n, in funzione della corrente di emissione del filamento, si ottengono, per un triodo Philips Z 1, i seguenti valori:

i_e	n	λ
$i_e = 25$ mA	$n = 8{,}4 \times 10^8$	$\lambda = 116$ cm
30	9,4	110
45	12,5	95
60	15,3	86.

L'esperienza fornisce per λ i valori 116, 108, 100, 92 cm, in ottimo accordo con quelli calcolati.

Si ottiene quindi un legame fra λ e i_e del tipo $\lambda^2 \, i_e = \text{cost.}$

L'esistenza di un circuito oscillante, accertata con i precedenti ragionamenti, non è naturalmente sufficiente a giustificare il mantenersi delle oscillazioni nei circuiti esterni al triodo che inevitabilmente presentano resistenza ohmica: tut-

tavia è da rilevare che la corrente di spostamento dielettrico fra la griglia e la placca è in ogni istante in opposizione di fase con la corrente dovuta al movimento degli elettroni: si ha perciò il massimo addensamento di elettroni in prossimità di un elettrodo, sempre quando questo si trova al suo potenziale minimo. E se i potenziali applicati sono tali che gli elettroni possano effettivamente arrivare a contatto con gli elettrodi (questa premessa si richiede per la placca, mentre per la griglia è verificata implicitamente) si ha un più intenso apporto di cariche

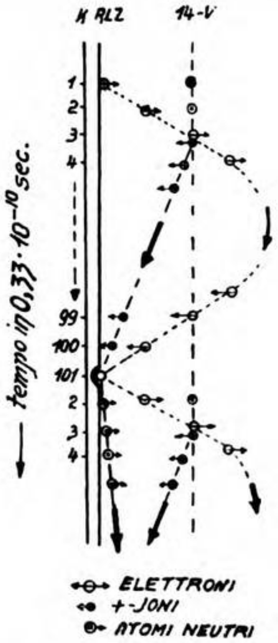


Fig. 20. — Urti fra elettroni e ioni in un tubo di un oscillatore elettronico.

negative agli elettrodi, giusto quando essi si trovano al potenziale più basso. Questa è notoriamente la condizione perchè le oscillazioni del circuito esterno si mantengano; esse provocano di rimando le oscillazioni della carica spaziale. In sostanza ci troviamo di fronte a tre sistemi periodici, l'elettrone in movimento di va e vieni, sotto il campo costante applicato agli elettrodi, il condensatore griglia-placca con relativa carica spaziale, e il circuito esterno. I tre sistemi si influenzano a vicenda. Queste influenze reciproche vengono analizzate dal Rostagni in lavori successivi.

c) *Interpretazione di P. Knipping* ([18]). Mentre secondo le teorie precedentemente riportate, si suppone che l'ampolla del triodo sia completamente vuotata dai gas, Knipping suppone la presenza di atomi gassosi residui. Consideriamo un elettrone emesso dal filamento; la sua velocità nello spazio griglia-filamento va progressivamente aumentando. A un certo istante urterà contro un atomo gassoso che supponiamo di idrogeno. Se la velocità dell'elettrone è inferiore a quella corrispondente ad una caduta di tensione di 11 volt, il suo moto cambia di direzione, senza che avvenga un cambiamento nella grandezza della velocità. Se invece la sua velocità è compresa fra valori corrispondenti ad una caduta di tensione fra 11 e 14 volt, vi è uno scambio di energia fra l'elettrone e l'atomo, e questo, pur restando neutro, passa in uno stato di eccitazione e irradia energia luminosa. Se infine la velocità dell'elettrone è maggiore di quella corrispondente ad una caduta di tensione di 14 volt, l'atomo si spezza in un ione positivo ed in un elettrone. Il primo si avvia verso il catodo, il secondo procede verso la griglia. Possiamo quindi immaginare lo spazio interno al triodo (supposto qui ad elettrodi cilindrici) diviso in zone. La zona immediatamente prossima al filamento, dove gli elettroni hanno velocità zero; la zona compresa fra zero e 11 volt, dove non accade nulla di essenziale; la zona compresa fra 11 e 14 volt, di eccitazione degli atomi; la zona fra 14 volt e la griglia, dove avvengono le ionizzazioni. Questi processi sono rappresentati in fig. 20. La figura mostra le successive posizioni in funzione del tempo degli elettroni e degli ioni. La linea *R L Z* rappresenta la sede della carica spaziale (luogo dove gli elettroni hanno velocità nulla). All'istante 1 un elettrone abbandona la carica spaziale, all'istante 3 avviene l'ionizzazione di un atomo; l'ione positivo si dirige verso il catodo, e noi supponiamo che giunga sulla carica spaziale insieme con l'elettrone ionizzatore all'istante 101 (l'intervallo 1 — 100 è supposto eguale a $0,33 \times 10^{-8}$ sec). L'ione positivo neutralizza allora una parte di essa e permette la fuoruscita di un nuovo elettrone. Il fenomeno si ripete periodicamente. In base a questa teoria la frequenza delle oscillazioni deve dipendere oltre che dalle dimensioni e dalle tensioni impresse agli elettrodi, dalla massa degli atomi residui. Knipping estende poi le sue considerazioni ad altri casi particolari.

Le interpretazioni esposte, così diverse l'una dall'altra, mostrano chiaramente quanto fu affermato in principio, che una visione completa della produzione delle oscillazioni elettroniche non è ancora raggiunta, nonostante gli sforzi pazienti e sapienti di tanti ricercatori.

([18]) P. Knipping: Z. S. f. H. F. Techn., 1929, XXXIV, p. 1.

Oscillatori a magnetron.

7. — Un nuovo tipo di oscillazioni elettroniche si ottiene facendo agire un campo magnetico sopra un diodo o un triodo. Già Breit ([19]) aveva osservato che un campo magnetico fa variare la corrente e la tensione anodica in un tubo di un oscillatore di Barkhausen e Kurz, e Tank ([20]) aveva ottenuto l'innesco di oscillazioni elettroniche, per effetto di un campo magnetico diretto parallelamente all'asse degli elettrodi, in un triodo con placca positiva, mentre Zàcek ([21]) aveva potuto fare oscillare gli elettroni in un diodo ad elettrodi cilindrici, con un campo magnetico egualmente orientato, riscontrando che la frequenza

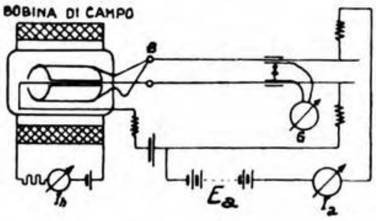


Fig. 21. — Oscillatore a magnetron.

è indipendente dal circuito esterno, dipendendo invece dall'intensità del campo magnetico, oltre che dalla tensione anodica. Zàcek ottenne onde di 29 cm, con tensioni anodiche attorno a 300 volt. Yagi e Okabe ([22]) poterono scendere, con un oscillatore a magnetron del tipo di Zàcek (fig. 21) fino a 3 cm di lunghezza d'onda. Recentemente Ponte ([23]) ha realizzato oscillatori di questo tipo, di grande potenza, e con caratteristiche assai interessanti.

Radiocomunicazioni con le onde cortissime.

8. — Le onde cortissime, in special modo quelle di lunghezza inferiore al metro, sono state largamente impiegate, anche in questi ultimi anni, per lo studio dei processi di propagazione, assorbimento, dispersione, dirigibilità ([24]), e fi-

---

([19]) G. Breit: Phys. Rev., 1924, XXIII, p. 300.
([20]) F. Tank: Arch. de Genève, 1924, VI, p. 420.
([21]) A. Zacek: Z. S. f. H. F. Techn., 1928, XXXII, p. 172.
([22]) H. Yagi: Proc. I. R. E., 1928, XVI, p. 715.
([23]) M. Ponte: Bull. S. F. R., 1933, VII, p. 1.
([24]) W. I. Romanoff: Phys. Z. S., 1927, XXVIII, p. 777.
R. Bock: Z. S. f. Phys., 1925, XXXI, p. 534.
W. Heim: Z. S. f. H. F. Techn., 1927, XXX, p. 160.
W. Köhler: H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XXXIX, p. 207.

nalmente per le radiocomunicazioni direttive a breve distanza, sulla quale ultima applicazione ci vogliamo intrattenere.

La trasmissione di segnali telegrafici e della fonia con le onde cortissime fu tentata in vari paesi, da vari studiosi. Per la loro grandissima frequenza, tali onde si prestano molto bene ad essere inviate in una sola direzione, con l'aiuto di riflettori, propagandosi esse quasi esclusivamente in linea retta ed avvicinandosi assai al comportamento delle radiazioni luminose. I lavori più recenti sull'argomento ([25]) mostrano la possibilità di ottenere sicure comunicazioni per distanze dell'ordine della decina di kilometri ed oltre ([26]).

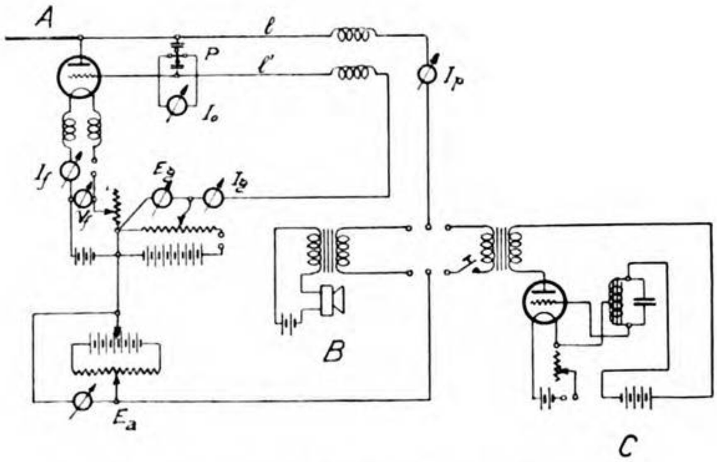


Fig. 22. — Trasmettitore a microonde, con oscillatore del tipo Gill e Morrell.

L'argomento ha molto interesse per le applicazioni civili e militari. Grazie alla dirigibilità delle onde irradiate dalla stazione trasmittente, si vanno facendo tentativi per sostituire, dove possa essere vantaggioso, i cavi telefonici, mantenendo la segretezza delle comunicazioni, che non possono essere intercettate agevolmente se non con ricevitori disposti lungo la congiungente trasmettitore-ricevitore. È stato tentato più volte di raggiungere quest'ultimo risultato ricorrendo anche ai raggi ultravioletti e ultrarossi. Tuttavia in questi casi le comunicazioni rimangono inevitabilmente interrotte, quando manca la trasparenza dell'atmosfera, principalmente a causa

([25]) W. Pistor: Z. S. f. H. F. Techn., 1930, XXXV, p. 135.
S. Uda: Z. S. f. H. F. Techn., 1930, XXXV, p. 129.
G. Beauvais: Onde Élec., 1930, IX, p. 484.

([26]) R. Darbord: Onde Élec., 1932, XI, p. 53.

della nebbia; mentre invece la propagazione di onde elettromagnetiche, aventi lunghezza di qualche decimetro, non è affatto disturbata.

Fra i vari tipi di oscillazioni vengono generalmente scelte quelle di Gill e Morrell, secondo la classificazione di Hollmann, per ottenere una frequenza imposta dalle costanti del circuito esterno e indipendente in larga misura dalle tensioni applicate, allo scopo di avere una relativa stabilità di frequenza e di modulare l'onda portante in ampiezza, e non anche in frequenza, come accadrebbe con le oscillazioni pure di Barkhausen e Kurz.

Da qualche tempo N. Carrara, con la collaborazione di M. Isidor, ha condotto ricerche in questo campo, presso il R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina. Riferiamo l'andamento delle loro ricerche.

Furono anzitutto realizzati trasmettitori, secondo le informazioni contenute nei lavori citati sull'argomento, usando, nelle prime prove, tubi Radiotechnique RA ed RE, a filamento di tungsteno, spingendo l'accensione fino a 6 volt. Alla placca e alla griglia venne connesso un sistema di fili di Lecher, lunghi m 1,50, distanti cm 3. Le tensioni furono applicate agli estremi dei fili, attraverso due induttanze di blocco, costituite da poche spire. In sostanza lo schema usato fu del tipo di Gill e Morrell.

Facendo scorrere sui fili di Lecher il ponte, formato da due condensatori e da una termocoppia, si ottennero, assai regolarmente, ogni 29 cm massimi di corrente oscillante di 25-35 mA, a seconda delle lampade e di altre condizioni (come la capacità dei supporti, ecc.), alcune delle quali però non ben precisate. La lunghezza d'onda era dunque di 58 cm. Alla placca venne connessa una piccola antenna, per irradiare energia nello spazio circostante al triodo. In vicinanza dell'antenna fu posto un rivelatore a galena provvisto di antenna. La corrente raddrizzata venne misurata con un galvanometro. Fu trovato, che, a parità di altre circostanze, l'energia irradiata era massima, quando il ponte sui fili di Lecher era posto a 25 cm dai piedini della lampada, e per una lunghezza d'antenna di circa 29 cm.

Per modulare, a frequenze acustiche o fonicamente, tali onde di 58 cm, venne impiegato un oscillatore per frequenze da 500 a 1000 hertz, oppure un microfono a carbone, secondo lo schema della fig. 22. La modulazione avveniva quindi nel circuito di placca del tubo oscillatore. È possibile ottenere la modulazione anche nel circuito di griglia, ma in questo caso, essendo la tensione di griglia molto elevata, la corrispondente corrente può essere così intensa, da saturare i nuclei dei trasformatori. A breve distanza fu possibile la ricezione in cuffia, anche solo con un rivelatore a cristallo.

Ottenuti questi risultati, furono iniziate le ricerche per realizzare un ricevitore a valvole. Lo scopo fu per la prima

volta raggiunto con una disposizione (fig. 23) analoga a quella del trasmettitore. I segnali raccolti dal complesso tubo *L* (Radiotechnique RA od RE o Philips E) e fili di Lecher, potevano essere amplificati con due stadi in bassa frequenza.

La disposizione riferita fu così realizzata pensando che il tubo ricevente, portato in condizioni vicine all'innesco di

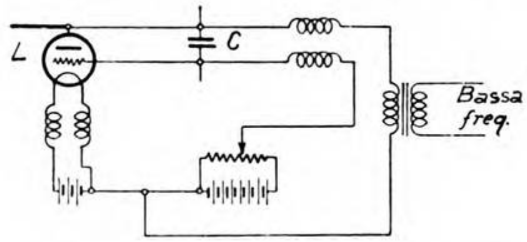


Fig. 23. — Ricevitore per microonde modulate.

oscillazioni di 58 cm di lunghezza d'onda, mediante opportuna regolazione del circuito esterno alla lampada (antenna, fili di Lecher) e delle tensioni applicate, avrebbe potuto rivelare le oscillazioni elettromagnetiche in arrivo ([27]). Nel corso delle

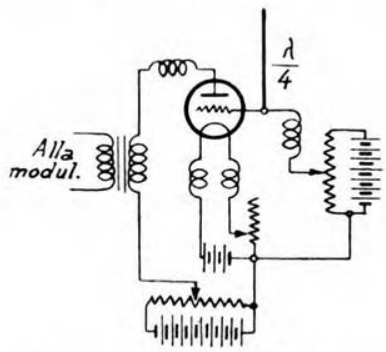


Fig. 24. — Trasmettitore per microonde, con oscillatore del tipo Pierret.

esperienze apparve però che la completa soppressione dei fili di Lecher migliora e facilita la ricezione.

Successivamente furono usati triodi Métal T. M. C., che sono particolarmente indicati per esperienze con onde di circa 18 cm (tensioni di griglia di circa 250 volt e di placca di circa

([27]) K. O. Okabe: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 1028.

— 40 volt). Gli schemi secondo i quali furono realizzati il trasmettitore e il ricevitore sono riportati nelle fig. 24 e 25.

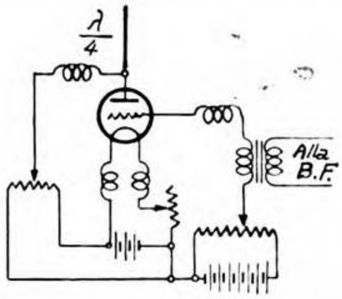


Fig. 25. — Ricevitore per microonde.

(Le tensioni di griglia e di placca per il tubo ricevente sono circa 180 volt e + 2 volt).

Furono altresì studiate le migliori condizioni di modulazione, per ottenere una buona riproduzione dei suoni. A que-

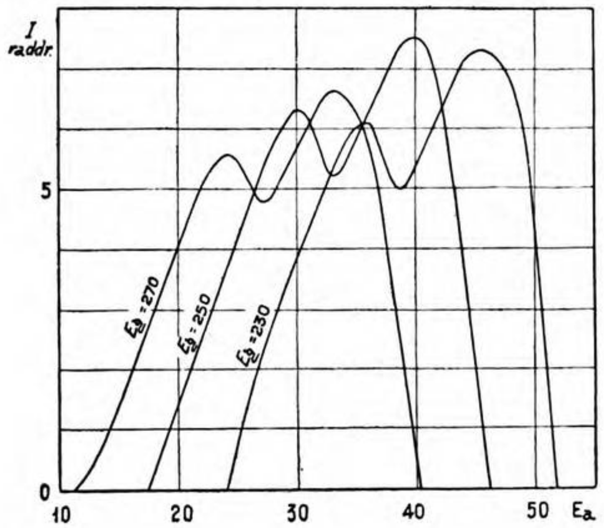


Fig. 26. — Corrente raddrizzata in un ricevitore a galena per microonde, in funzione della tensione di placca del tubo oscillatore.

sto scopo venne disposto, in vicinanza del trasmettitore, un ricevitore a galena, connesso con un galvanometro, e fu misurata l'intensità della corrente raddrizzata, in funzione della

tensione di placca del tubo oscillatore. I grafici di fig. 26 mostrano che i tratti rettilinei, lungo i quali bisogna imprimere la modulazione, per ottenere una trasmissione sufficientemente fedele dei segnali, hanno tale pendenza e tali limiti, da dover contenere l'ampiezza della tensione modulatrice entro pochi volt. Le migliori condizioni, quali risultano dai grafici, sono E_g = 250 volt, E_a = — 44 volt, (I_f = 2,37 A) per la modulazione sulla placca.

Modulando con tensioni di ampiezza 3 - 4 volt, fu infatti osservato, all'oscillografo catodico, che la forma della tensione modulatrice viene conservata quasi perfettamente col ricevitore a tubi già descritto. Usando specchi parabolici di rotazione di m 1,20 di apertura e 20 cm di distanza focale, si poterono stabilire comunicazioni a distanze dell'ordine della decina di km.

Questi apparecchi furono esperimentati alla presenza di S. E. il Ministro Sirianni e delle alte Autorità della Marina in occasione del cinquantenario della R. Accademia Navale, il 6 dicembre 1931.

La potenza irradiata da questi trasmettitori è veramente esigua; la si può valutare di qualche decimo di watt. Volendo superare grandi distanze si rende necessario l'impiego di riflettori di grande apertura.

Con onde di 15 cm e con specchi dell'apertura di m 3,50, la « Société du Matériel Téléphonique », quasi contemporaneamente, dava notizia di essere riuscita a comunicare attraverso la Manica (40 km), mentre, presso il R.I.E.C., veniva deciso di abbandonare gli oscillatori di 18 cm e di esperimentare di nuovo su lunghezze di onda maggiori, da un lato nell'intento, che è stato perfettamente raggiunto, di riuscire più agevolmente ad irradiare potenze maggiori , dall'altro per la necessità di realizzare apparecchi che soddisfacessero ad esigenze di indole militare e in particolare marinaresca, e cioè minimo ingombro, facilità di impiego, angolo del fascio irradiato dal trasmettitore non troppo ristretto.

Tuttavia gli apparecchi per 18 cm di lunghezza d'onda, si potevano considerare equivalenti a quelli francesi, in quanto calcoli, condotti secondo i criteri seguiti dagli elettrotecnici della società su ricordata, portavano alla conclusione che, per raggiungere portate di 40 km con sicurezza di servizio, bastava adottare specchi di apertura appunto dell'ordine di 3 m.

La « Société du Matériel Téléphonique » ha perseverato nell'uso di onde di così piccola lunghezza e attualmente si trovano in commercio apparecchiature complete per il loro impiego.

Frattanto da noi anche Guglielmo Marconi si occupava di ricerche sulle microonde e, come è noto, il 5 aprile 1932 eseguiva prove di radiocomunicazioni con onde di circa 58 cm, nel golfo Tigullio, alla presenza di tecnici e giornalisti.

L'oscillatore Marconi consisteva di due unità trasmittenti ciascuna costituita da un gruppo di due tubi, montati secondo

uno schema analogo a quello della fig. 15; unità trasmittenti vincolate ad oscillare in fase da convenienti collegamenti. La potenza di tali oscillatori appariva assai rilevante. Sistemi di antenne parallele equidistanti, disposte secondo le generatrici di un cilindro a direttrice parabolica, costituivano il riflettore. Tornava così in onore quel tipo di riflettore che aveva trovato largo impiego nei primordi delle indagini sulle onde elettromagnetiche, e che aveva fatto la sua ricomparsa con le onde a fascio.

È superfluo indugiarsi sui risultati e sugl'importanti successi delle esperienze di Guglielmo Marconi, comunicati al mondo scientifico con la lettura del 2 dicembre 1932 alla « Royal Institution » e già pubblicati in questo periodico ([13 bis]).

9. — Particolare considerazione merita per conto proprio il problema della ricezione delle microonde.

Infatti mentre il meccanismo della produzione delle onde cortissime, secondo gli schemi del tipo Barkhausen e Kurz o Gill e Morrell, era noto nelle sue linee essenziali, rimaneva ancora da giustificare, dal punto di vista teorico, come, con le disposizioni indicate, fosse possibile la ricezione. Se, con schemi muniti di fili di Lecher, si poteva fino ad un certo punto accettare la spiegazione sommaria di Okabe ([27]), che il triodo riceva, essendo in condizioni (circuito esterno e tensioni di alimentazione) vicinissime a quelle necessarie per l'innesco, nel suo interno, di oscillazioni elettroniche della stessa frequenza di quelle da rilevare, tale spiegazione era assolutamente insufficiente per gli schemi del tipo di fig. 25; data anche la circostanza notevole, comune a tutti i ricevitori delle microonde, che al triodo debbono generalmente essere applicate tensioni di alimentazione diverse da quelle che occorrono per ottenere le oscillazioni.

Ora il Carrara ([28]), dopo avere sperimentalmente osservato:

a) che le tensioni più convenienti di accensione del filamento e di placca (la quale deve in ogni caso avere una tensione compresa fra quella dell'estremo positivo e quella dell'estremo negativo del filamento) non hanno valori critici,

b) che la tensione di griglia, sempre fortemente positiva, può variare entro ampi limiti,

c) che le condizioni di alimentazione del triodo più convenienti per la ricezione delle onde cortissime, sono anche le più convenienti per la ricezione di onde di qualunque frequenza (tanto che tale triodo può essere sostituito, senza in-

---

([28]) N. CARRARA: A. F., 1932, I, p. 6; Proc. I.R.E., 1932, XX, p. 1615.

convenienti, ai rivelatori ordinari nei comuni ricevitori radiotelegrafici),

e in base alle caratteristiche statiche, è stato indotto a ritenere, che la ricezione sia dovuta ad un puro e semplice raddrizzamento delle tensioni, periodicamente variabili alla frequenza delle onde in arrivo, che il captatore d'onda viene ad applicare alla placca; che cioè il triodo ricevente si comporti non diversamente da un semplice rettificatore a due elettrodi (un diodo), in quanto la griglia, a potenziale fortemente positivo, determina la formazione di un catodo virtuale a distanza estremamente piccola dalla placca. L'andamento delle caratteristiche giustifica inoltre l'opportunità che il potenziale di placca sia leggermente positivo.

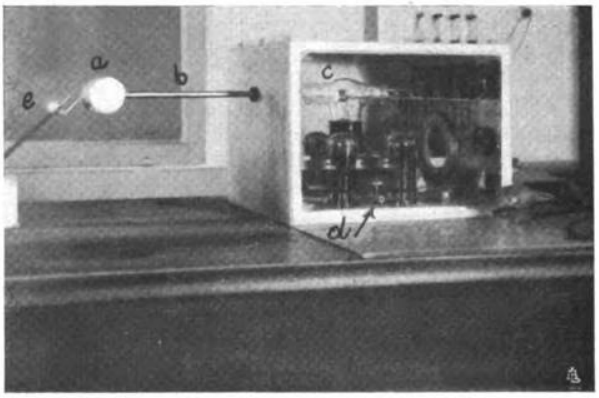


Fig. 27. — Trasmettitore per onde di 54 cm: *a* antenna, *b* alimentatore, *c* tubo oscillatore, *d* sistema di doppia modulazione. L'apparecchio è in funzione. Si noti il lampadino *e* acceso.

Frattanto, per le ragioni già esposte, anche presso il R.I.E.C. il Carrara era tornato a studiare gli oscillatori su $50 \div 60$ cm di lunghezza d'onda e finalmente, dopo numerosi tentativi, riuscì a realizzare, con tubi Telefunken, costruiti in modo speciale, un oscillatore di grande semplicità e di potenza relativamente eccezionale in confronto con i tipi di trasmettitori prima conosciuti.

Degno di particolare rilievo è l'impiego, per l'alimentazione dell'antenna, di una linea di trasmissione costituita da due tubi concentrici, di diametri appropriati. Questa linea di trasmissione presenta un'impedenza caratteristica perfettamente identica da un lato a quella del tubo oscillatore, dall'altro alla resistenza di radiazione dell'antenna, che, a questo scopo, è a capacità concentrate; sicchè la detta linea può essere connessa direttamente all'uno e all'altra senza organi di trasformazione e

senza diventar sede di onde stazionarie. Il tubo esterno può essere messo a terra in qualunque suo punto; conseguentemente

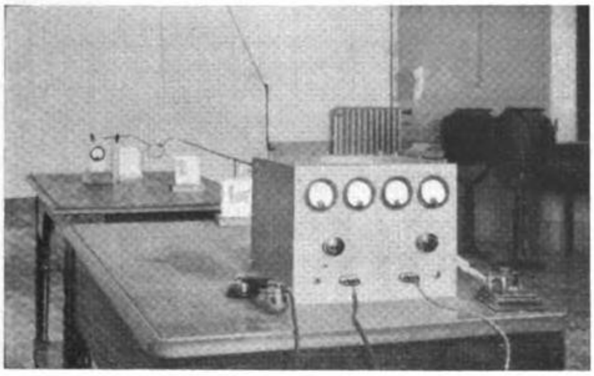


Fig. 28. — Trasmettitore per onde di 54 cm, con alimentatore lungo 3 m.

questa linea di trasmissione può essere distesa fra l'oscillatore e l'antenna senza alcuna preoccupazione e precauzione, così come

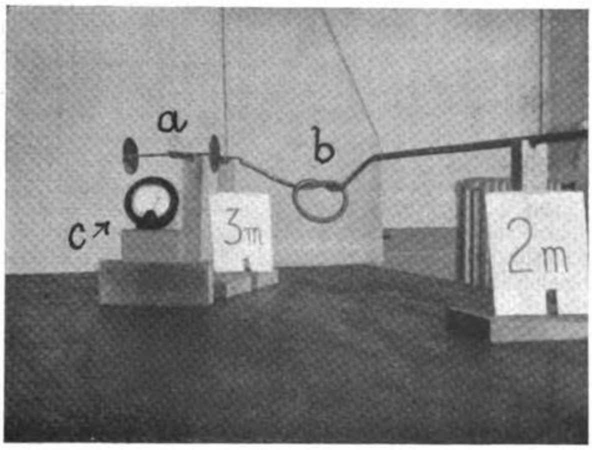


Fig. 29. — Parte estrema dell'alimentatore: *a* antenna, *b* porzione di alimentatore flessibile. L'antenna irradia e lo strumento termico *c* segna oltre 200 mA.

si trattasse di un cavetto qualunque per correnti ordinarie. La potenza irradiata, anche durante la modulazione, è sufficiente

a mantenere ben accesa una lampadina tascabile da circa 2 watt, situata, alla distanza di 20 cm dall'antenna trasmittente, nel centro di un dipolo (fig. 27, 28, 29, 30).

10. — Nella pratica delle comunicazioni con le microonde, si presenta subito un grave inconveniente: il tubo ricevente è estremamente microfonico; le più piccole vibrazioni meccaniche che lo raggiungono, si traducono nel telefono in caratteristici e talvolta intensi suoni di campana; per attenuare i quali, giovano in misura limitata le sospensioni ela-

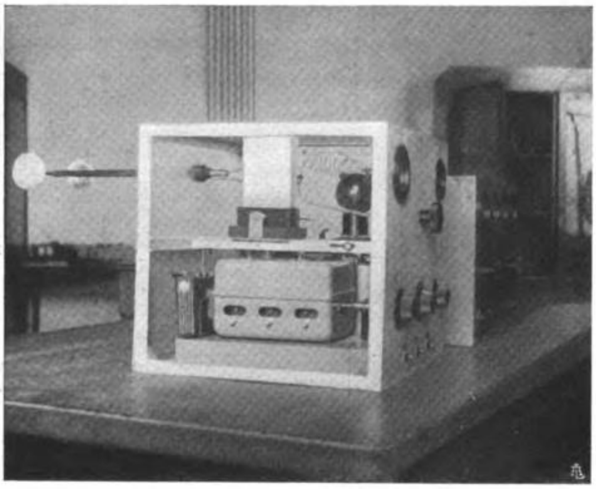


Fig. 30. — Ricevitore per onde di 54 cm a doppia modulazione.

stiche, ottenibili con cuscinetti di gomma, sistemi di molle, e simili. Si presenta inoltre la difficoltà di realizzare, in modo semplice e comodo, apparati che consentano di comunicare fra due stazioni, comprendenti ciascuna un trasmettitore e un ricevitore, senza che il trasmettitore della prima, mentre corrisponde col ricevitore dell'altra, influisca sul ricevitore locale. La disposizione, che per prima si affaccia alla mente, di usare un'onda di una determinata frequenza per le comunicazioni in un senso, e un'onda di frequenza diversa per le comunicazioni in senso inverso, non può essere attuata, perchè, come è già stato riferito, ogni ricevitore, costruito secondo lo schema della fig. 25, è atto a rivelare onde di qualunque frequenza. D'altra parte è molto difficile, se non impossibile, realizzare praticamente circuiti sintonizzati per separare un'onda dall'altra, specialmente per le più elevate frequenze ottenibili, che sono quelle da noi in particolar modo trattate.

Per superare questa difficoltà sono state usate le disposizioni seguenti:

a) Lo specchio, nel fuoco del quale si trova il tubo ricevente, viene situato assai lontano e indietro rispetto allo specchio dell'apparato trasmittente appartenente alla medesima stazione (circa un centinaio di metri), cosicchè le onde riflesse da quest'ultimo nella direzione del proprio asse ottico, non possono colpire il primo.

b) Parlando davanti al microfono di una delle due stazioni corrispondenti, le correnti microfoniche, oltre a modulare le onde emesse dal trasmettitore, comandano un sistema di relè, che mantengono interrotti i circuiti di alimentazione del ricevitore della medesima stazione. Cessando il parlare, i relè chiudono i circuiti del ricevitore e aprono quelli del trasmettitore. Il giuoco dei relè opera dunque in tal modo che, automaticamente, in ognuna delle stazioni, quando si trasmette non si può ricevere e viceversa.

La prima soluzione presenta lo svantaggio di richiedere, in ciascuna stazione, l'impiego di due specchi, i quali, per di più, debbono essere, come già si è detto, assai distanziati fra loro. La seconda consente di usare il medesimo riflettore, tanto per la emissione quanto per la ricezione, ma richiede l'intervento di organi (relè) complessi e di funzionamento assai delicato. In ambedue i casi rimane il grave inconveniente della microfonicità del triodo ricevitore.

Una terza soluzione è stata studiata dal Carrara [29], specialmente per le onde di 18 cm; con la quale è possibile di situare i due tubi, trasmittente e ricevente, nel medesimo specchio, e viene inoltre praticamente eliminata la microfonicità.

Il principio informatore del dispositivo è il seguente: le microonde non vengono modulate direttamente dalla corrente microfonica, corrispondente ai segnali da trasmettere; vengono invece modulate dalla corrente oscillante in un circuito ordinario, a frequenza radiotelegrafica normale, ad esempio 10^5 hertz, modulata a sua volta a frequenza acustica dalla corrente microfonica. Sulle microonde è impressa così una doppia modulazione: ad alta e a bassa frequenza.

Alla ricezione, il tubo che rivela le microonde, opera una prima rettificazione. Si può allora inserire nel circuito di griglia un amplificatore accordato ad alta frequenza (10^5 hertz). Con una ulteriore rettificazione ed una eventuale amplificazione in bassa frequenza si ottiene finalmente nel telefono la riproduzione del segnale emesso dall'apparato trasmittente. Riunendo in una medesima stazione un apparato ricevente ed uno trasmittente, costituiti nel modo anzidetto, anche se i tubi trasmittente e ricevente sono alloggiati nel medesimo specchio, non è possibile ricevere nel telefono i segnali raccolti dal micro-

[29] N. Carrara: A. F., 1932, I, p. 189.

fono, quando l'amplificatore ad alta frequenza dell'apparato ricevente non è accordato con l'oscillatore ad alta frequenza dell'apparato trasmittente. Per comunicare tra due stazioni così costituite, basta dunque che l'oscillatore dell'una sia accordato con l'amplificatore ad alta frequenza dell'altra, disaccordato con l'amplificatore ad alta frequenza locale, e viceversa.

Con tali disposizioni la microfonicità del ricevitore praticamente scompare. È facile dare una spiegazione di questo risultato. Quando non si adotta il sistema della doppia modulazione, nel circuito di griglia del triodo ricevente, che si comporta come un diodo ad elettrodi grandemente ravvicinati, si trova inserito il primario di un trasformatore a bassa frequenza, il cui secondario è connesso generalmente con stadi amplificatori. L'impedenza di questo primario, per le frequenze acustiche, è dello stesso ordine di grandezza della resistenza dello spazio filamento-griglia. Quando invece si adotta il sistema della doppia modulazione, nel circuito di griglia è inserito un circuito oscillante accordato sull'alta frequenza, l'impedenza del quale, per le frequenze acustiche, è estremamente piccola. Gli urti che colpiscono il triodo, fanno oscillare il filamento e quindi ne fanno variare la posizione rispetto alla griglia; si può pensare che perciò vari la resistenza dello spazio filamento-griglia. Con la modulazione semplice, queste variazioni determinano variazioni apprezzabili di forza elettromotrice nel secondario del trasformatore, a causa della elevata impedenza del primario; mentre con la doppia modulazione tali variazioni rimangono piccole e vengono ulteriormente filtrate dai successivi stadi di amplificazione in alta frequenza.

Si potrebbe sospettare che la presenza, nel medesimo specchio, del triodo oscillatore e del triodo rivelatore, attenui o disturbi le radiocomunicazioni, analogamente a quanto accade nei ricevitori per le frequenze ordinarie ([30]). Esperienze e considerazioni teoriche mostrano invece, che, fortunatamente, per questi apparati, ciò non accade.

11. — Non sono mancate naturalmente accurate indagini sull'impiego dei sistemi riflettenti per convogliare le onde cortissime in una direzione prestabilita.

Senza parlare della possibilità di usare opportunamente di sistemi di antenne, accordate sulla frequenza delle onde cortissime, e disposte fra loro parallele, e secondo una superficie parabolica, in modo del tutto analogo a quanto si fa correntemente per onde di qualche metro, ci limitiamo a citare il diligente lavoro sperimentale di Köhler ([31]), il quale ha confron-

---

([30]) E. Mallett: W. E. a. E. W., 1932, IX, p. 248.
E. B. Moullin: W. E. a. E. W., 1932, IX, p. 379.
([31]) W. Köhler: H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XXXIX, p. 207.

tato l'efficienza di specchi piani e parabolici, specchi a striscie e a superficie continua, di un metallo o di un altro, constatando fra l'altro, come era facilmente prevedibile, che i primi sono meno efficienti dei secondi, e che la qualità del metallo è senza importanza; e l'interessante ricerca teorico-sperimentale di Darbord ([26]) sull'impiego di specchi parabolici di rotazione, che lo ha condotto ai risultati seguenti.

Se P è la potenza irradiata dall'antenna (dipolo), c la velocità della luce, il campo magnetico H in un punto di coordinate polari r, θ (polo nel centro dell'antenna, anomalia misurata fra la direzione di r e quella dell'antenna), è, secondo la formula classica:

$$H = \frac{\sqrt{3 P c}}{r} \operatorname{sen} \theta$$

e quindi, in direzione normale al dipolo, alla distanza d:

$$H = \frac{\sqrt{3 P c}}{d} .$$

Quando il dipolo si trova nel fuoco di uno specchio parabolico, il campo in un punto che si trova alla distanza d, in direzione dell'asse ottico dello specchio, è:

$$H = \frac{\sqrt{3 P c}}{d} \; \frac{2 \pi p R^2}{\lambda (p^2 + R^2)}$$

(R raggio della circonferenza che limita il paraboloide, $p = 2 f$ parametro della parabola, λ lunghezza delle microonde).

La discussione della formula precedente mostra che, fissato R, la distanza focale che fornisce, alla distanza d, il più elevato valore di H è eguale alla metà di R, cioè il fuoco deve trovarsi nel piano di apertura dello specchio. In tal caso:

$$H = \frac{\sqrt{3 P c}}{d} \cdot \frac{\pi R}{\lambda}$$

e quindi $\pi R/\lambda$ rappresenta il vantaggio dovuto allo specchio.

Se la distanza focale è inferiore alla metà di R, il vantaggio è più piccolo, perchè allora si formano sullo specchio aree nocive, tanto più vaste, quanto più piccolo è il valore di f.

12. — Per concludere questa rapida rassegna della abbondante produzione nel campo delle onde cortissime riassumiamo nella tabella seguente ([32]) i risultati delle varie ricerche eseguite allo scopo di ridurre sempre più la lunghezza d'onda.

([32]) W. H. WENSTROM: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 95.

Autore	Anno	λ, cm
Oscillatori classici		
White	1916	600
Gutton e Touly	1919	200-400
van der Pol	1919	375
Southworth	1920	110-260
Holborn	1921	300
Mesny	1924	100-500
Gutton e Pierret	1925	50-200
Kruse	1927	41-600
Englund	1927	100-500
Yagi	1928	60-200
Bergmann	1928	80
Ritz	1928	300
Esau e Hahnemann	1930	300
Brown	1930	200
Oscillatori Barkhausen e Kurz		
Barkhausen e Kurz	1920	43-200
Gill e Morrell	1922	200-500
Scheibe	1924	30-330
Grechowa	1926	18
Hollmann	1928	20-140
Uda	1930	50
Beauvais	1930	15-18
Potapenko	1932	3,5
Oscillatori a magnetron		
Breit	1924	60-150
Yagi	1928	15-100
Forro	1929	30-65
Okabe	1929	5-40
Okabe	1930	3-15
Oscillatori a scintilla		
Hertz	1887	50
Righi	1894	2-12
Nichols e Tear	1923	0,18-0,4
Arkadiewa	1924	0,008-0,5

Ben si comprende quali ampî sviluppi possa presentare questo campo di ricerche, e come interessanti possano essere le applicazioni alle radiocomunicazioni (specialmente quando saranno realizzati trasmettitori di potenza rilevante) sia dal punto di vista civile sia da quello militare; nel primo caso presentandosi la possibilità di sostituire tratti di cavo telefonico, nel secondo potendosi raggiungere la segretezza delle comunicazioni.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

Vol. II - N. 3 Agosto 1933-XI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On appelle « effet thermoionique » l'émission d'électrons par les métaux chauffés. On admet que les électrons qui sortent sont ceux qui arrivent à la surface du métal avec une composante normale de leur énergie cinétique plus grande que le travail d'extraction des électrons du métal même.

En considérant les électrons libres dans un métal comme un gaz parfait et en leur appliquant la statistique de Fermi, on obtient pour l'émission une formule en très bon accord avec l'expérience. L'action des impuretés superficielles est expliquée par l'hypothèse que les atomes étrangers forment à la surface du métal une double couche électrique qui, selon le sens de sa polarisation, fait augmenter ou diminuer le travail d'extraction.

On résume les progrès réalisés récemment dans la construction des lampes à haut vide employées dans la technique des communications. Après avoir mentionné l'évolution apportée dans les différents types de lampes par l'augmentation du nombre des électrodes on présente les progrès obtenus dans le domaine des cathodes tout en faisant mention des plus importants détails des lampes d'émission et de réception.

On cite les progrès obtenus dans les lampes à anode refroidie par eau, de puissance toujours croissante et l'on donne quelques détails de construction de triodes de puissance jusqu'à 300 kW.

Après quelques mots sur les lampes multiples et à contrôle extérieur on expose les progrès réalisés dans les lampes à vapeur de mercure à cathode incandescente.

Après avoir rappelé quelles sont les propriétés des ondes longues et des ondes courtes au point de vue de la transmission à grande distance, l'A fait ressortir l'orientation de la radiotechnique actuelle, eu égard aux transmetteurs de grande puissance destinés à exploiter des services commerciaux.

Il examine en détail la nécessité de disposer à l'émission d'une fréquence rigoureusement constante, et il étudie ensuite les différents types de transmetteurs à fréquence stabilisée par différents systèmes. En particulier, l'A discute en détail le type à quartz, dont il examine les avantages et les inconvénients.

Après cela, il donne une description très détaillée du transmetteur à ondes courtes construit et mis-à-point par la Société Italo Radio pour exploiter le service radiotéléphonique publique entre l'Italie, l'Argentine et le Brésil.

L'A examine encore les méthodes de stabilisation par lignes d'alimentation à haute fréquence selon les brevets de la R.C.A. Ensuite, il décrit les différents systèmes d'aériens directifs utilisés dans la technique courante, il étudie les propriétés caractéristiques des lignes d'alimentation, et il donne des indications au sujet des transformateurs d'attaque entre les lignes elles mêmes et les aériens dont il est question.

Après avoir souligné la nécessité de différentiation parmi les différents types de radiorécepteurs, on cite les récents développements de ceux pour les services de communication télégraphique et téléphonique. D'abord on expose en détail les différents dispositions des circuits, après quoi on traite les particularités concernant la réalisation pratique des appareils.

L'A donne un résumé historique des recherches et des résultats obtenus dans le domaine des ondes ultracourtes (longueur d'onde inférieur à 1 m), la description des dispositifs dérivés des premières expériences de Barkhausen et Kurz pour la génération des oscillations électroniques de très haute fréquence à l'intérieur des valves, et l'exposition des fondements des principales théories sur ces oscillations électroniques. Ensuite il parle des appareils pour les radiocommunications avec des ondes ultracourtes.

Il décrit en particulier les recherches achevées à l'Institut Électrotechnique de la Marine Royale.

Vol. II - N. 3 Agosto 1933-XI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

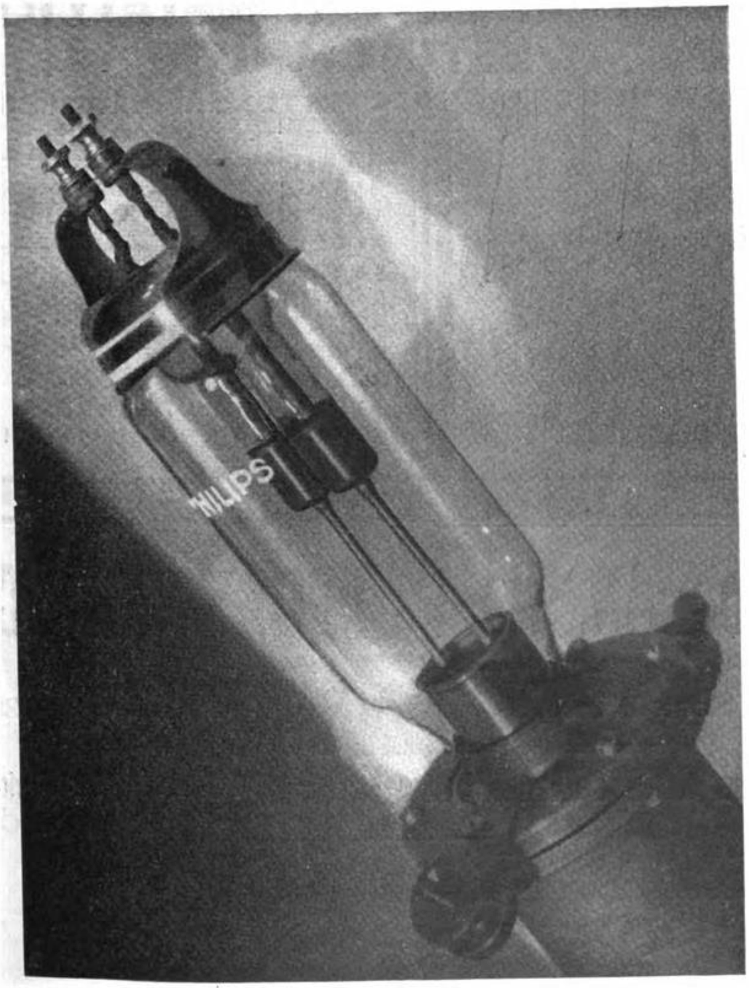
Vol. II - N. 3 Agosto 1933-XI

ALTA FREQUENZA

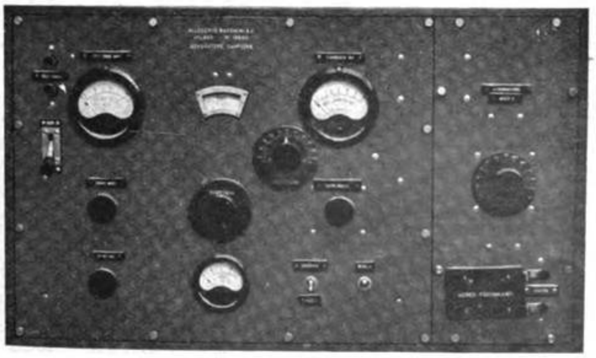
INHALT

Ing. Renato San Nicolò, *Direttore responsabile.*
Industrie Grafiche Italiane Stucchi - Via S. Damiano, 16 - Milano - 1933 XI

PHILIPS-RADIO



LE MIGLIORI VALVOLE
PER OGNI APPLICAZIONE



Pubblicazioni dell'« A. E. I. »

L'ELETTROTECNICA – Periodico trimensile.
Giornale ed Atti dell' A. E. I. (si pubblica il 5, 15, 25 di ogni mese).

Annate arretrate .... cad.	L.	100,—
più per postali	»	10,—
Abbonamento: per il Regno	»	100,—
» per l'Estero	»	150,—
Un numero separato: per il Regno	»	4,—
» » per l'Estero	»	6,—
più per postali	»	1,—
» » estero	»	1,50

ALTA FREQUENZA - Periodico trimestrale.
Rivista di Radiotecnica, Telefonia e acustica applicata.

Annata 1932	L.	30,—
» *per i Soci dell'* A. E. I.	»	20,—
Abbonamento 1933	»	40,—
» *per i Soci dell'* A. E. I.	»	30,—
Un numero separato	»	12,—
più per postali	»	1,—

SUNTI E SOMMARI - Bollettino mensile.
Documentazione Bibliografica. Estratto da L'ELETTROTECNICA.

Abbonamento: per il Regno	L.	15,—
» per l'Estero	»	30,—

ANNUARIO A. E. I. – N. 1 **(Gennaio)** – Notizie sulla A. E. I. – Statuto e Regolamento dell' A. E. I. – Pubblicazioni – Elenco Soci ...... Prezzo L. 10,—
gratis ai Soci

N. 2 **(Luglio)** – Variazioni al N. 1 – Elenco Leggi – Norme Italiane per l'elettrotecnica – Elenco Fabbricanti ...... Prezzo L. 25,—
gratis ai Soci
più per postali... L. 2,50

NORME DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.

Norme per gli **Olii per Trasformatori.**
Norme per le **Lampade Elettriche.**

Prezzo di ciascun fascicolo	L.	3,—
per i Soci	»	2,—
più per postali	»	0,80

Norme per l'ordinazione ed il collaudo delle **Macchine Elettriche per Trazione.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Motori Primi Idraulici.**
Norme per l'ordinazione e il collaudo degli **Isolatori di Porcellana.**
Norme per gli **Impianti di Bordo.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Tubi Elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto.**
Norme per la fornitura dei **Cavi in carta impregnata.**
Norme per i **Trasformatori di misura.**
Norme per la **Costruzione e l'esercizio degli impianti elettrici nei teatri e locali di spettacolo in genere.**

Prezzo di ciascun fascicolo	L.	4,50
per i Soci	»	3,—
più per postali	»	1,—

Norme per l'ordinazione e il collaudo delle **Macchine Elettriche.**
Norme per l'esecuzione e l'esercizio degli **Impianti Elettrici.**

Prezzo di ciascun fascicolo	L.	9,—
per i Soci	»	6,—
più per postali	»	1.—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei **Comuni e Colonie** d'Italia (III edizione).

Prezzo	L.	30,—
per i Soci	»	24,—
più per postali	»	4,—

Vol. II. Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica coi dati tecnici quantitativi sulla generazione, trasformazione, distribuzione dell'energia elettrica in Italia. Nuova edizione completa di oltre 800 pagine per più di 2300 Centrali.

Prezzo ridotto	L.	120,—
per i Soci	»	100,—
più per postali	»	6,50

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell' A. E. I.**
Via San Paolo, 10 - Milano (2/2)

I versamenti possono essere eseguiti a mezzo Posta giro al N. 3/1189 su Milano

VOL. II - N. 4 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) OTTOBRE 1933 - XI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA

AEI

ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. II Ottobre 1933 - XI N. 4

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

UN NUMERO SEPARATO **L. 12** ABBONAMENTO ANNUO **L. 40**

SOMMARIO

Vol. II Ottobre 1933 - XI N. 4

ALTA FREQUENZA

Trasmissioni elettriche su linee disuniformi.

I problemi della telegrafia e della telefonia a grande distanza su cavi sottomarini hanno già da tempo attirato l'attenzione dei teorici delle trasmissioni elettriche sullo studio delle linee a parametri variabili, delle linee cioè in cui i quattro parametri primari (resistenza, dispersione, induttanza e capacità) pur restando costanti nel tempo siano invece resi variabili con continuità lungo la linea stessa.

La trattazione analitica del problema riesce naturalmente più complessa che quella, ormai classica e generalmente nota, relativa alle linee a parametri costanti. Limitandosi per ora allo studio dei fenomeni a regime, l'ing. LAGET presenta la teoria delle trasmissioni su linee a parametri continuamente variabili in una forma nuova, che riteniamo interessante ed utile. Essa consente una interpretazione fisica affatto generale, secondo cui si ha di regola in ogni sezione della linea il passaggio di due onde, propagantisi in verso opposto con la medesima velocità e soggette ambedue in modo continuo non solo ad un'attenuazione, ma anche ad una riflessione. Attraverso quest'ultima le due onde risultano necessariamente e continuamente legate l'una all'altra.

La teoria permette di determinare le condizioni, per cui una linea disuniforme può consentire (in genere in un verso soltanto) la trasmissione senza distorsione, così che è possibile definire alcuni casi particolari semplici che soddisfano a tali requisiti. E si deduce altresì la possibilità di combinare opportunamente due o più tronchi di linee disuniformi in modo da ottenere trasmissione simmetrica e non distorta in ambedue i sensi.

Una conoscenza teorica sempre più approfondita di questi argomenti non gioverà soltanto allo studio dei cavi sottomarini, ma anche a quello degli alimentatori nei circuiti radio ad altissima frequenza, a quello di problemi affini di acustica ed in genere ad altre applicazioni cui forse oggi ancora non si pensa in modo concreto, ma che potranno divenire importanti domani.

Microfoni per ultrasuoni.

Valicati, nel dominio dell'acustica, i confini imposti dal nostro udito alla diretta osservazione soggettiva, si penetra nel vastissimo campo degli ultrasuoni che per tanti motivi attrae

oggi l'attenzione degli studiosi. Come è noto, si producono ormai facilmente in laboratorio vibrazioni elastiche di frequenze senza confronto più alte di quelle acustiche, ossia dell'ordine di milioni e milioni di hertz, cui corrispondono nell'aria lunghezze d'onda di poche decine di micron.

Gli studi in questo campo hanno posto gran numero di problemi di carattere matematico, fisico ed applicativo, che fanno della nuova branca una delle più promettenti ed interessanti nel campo della fisica moderna.

Fra gli altri assume particolare importanza il problema di ricercare mezzi di misura, sempre più precisi e sensibili, che permettano una indagine quantitativa dei fenomeni in esame. Si può dire infatti che per gli ultrasuoni non esista ancora un rivelatore, che permetta l'esame di un campo di frequenze sufficientemente vasto, e che presenti nello stesso tempo sufficienti doti di stabilità e di sensibilità.

Nella zona delle frequenze ultraacustiche più prossima alla gamma udibile è razionale ed opportuno cercar di adattare alle nuove esigenze, per mezzo di acconce modificazioni, gli ordinari microfoni, che sono di tanta utilità nell'acustica ordinaria. In conformità con questo indirizzo il prof. SACERDOTE si è proposto di costruire e di sperimentare microfoni a condensatore di dimensioni molto ridotte, con i quali si riesce a rilevare ultrasuoni fino alla frequenza di 100.000 hertz, limite che, con mezzi di tal genere, non sembra possa essere di molto superato. L'utilità di un rivelatore, che presenta buona sensibilità in un campo di frequenza esteso dalla gamma acustica fin verso il centinaio di kilohertz, può rendersi manifesta in gran numero di ricerche, in ispecie se si tien conto del fatto, che l'apparecchio è suscettibile di una taratura assoluta e conseguentemente è in grado di indicare i valori effettivi della pressione ultraacustica da esso rivelata.

Resistenza d'entrata in un tubo elettronico.

Il moltiplicarsi delle applicazioni dei tubi a vuoto spinge sempre più la tecnica ad interessarsi del problema scientifico dei così detti circuiti « non lineari ». Per questi il concetto stesso e quindi anche la definizione dei parametri di resistenza, d'induttanza o di capacità, di cui siamo pur avvezzi a servirci continuamente, diventano incerti e, fino ad un certo punto, arbitrari. Occorre formulare nuove definizioni convenzionali e parlare di resistenze equivalenti, di induttanze medie, di capacità fittizie e simili.

Un esempio di questo stato di cose ci è offerto dallo studio, necessario per il progetto razionale degli apparati radioriceventi, della potenza sottratta da un triodo demodulatore al circuito oscillatorio che l'alimenta. L'ing. SEVERINI ha opportunamente studiato in via sperimentale il modo di variare, nell'intervallo che interessa la tecnica, della « resistenza equiva-

lente » che occorre attribuire al circuito griglia-catodo del tubo allo scopo di mettere a calcolo quella sottrazione di energia.

E la prova sperimentale ha condotto, non solo ad indicare norme utili per i progettisti di moderni ricevitori, ma anche a mettere in luce che previsioni di carattere semiteorico e semiempirico, adottate da altri per dedurre a priori quella tale « resistenza equivalente di entrata », hanno condotto a formule non attendibili.

Ciò dimostra ancora una volta, come sia poco giovevole spingere la così detta teoria dei triodi, attraverso complicate aggiunte e laboriose deduzioni, troppo oltre. La storia dell'elettrotecnica, in cui, se non altro, l'uso dei materiali ferromagnetici introdusse fin dall'inizio elementi « non lineari », dimostra che spesso il voler troppo teorizzare conduce a perdersi in elucubrazioni di nessuna utilità per la tecnica. Di fronte a fenomeni fisicamente troppo complessi, qual'è quello dell'isteresi ferromagnetica o quello del comportamento dei tubi ionici ed elettronici, giova accontentarsi di schemi generali, che permettano di inquadrare i fenomeni e di rendersi conto del loro andamento nelle grandi linee, lasciando per ora alla diretta indagine sperimentale di rilevare, caso per caso, o per gruppi di casi, i dati più immediatamente e concretamente occorrenti al progettista. Resterà pur sempre alla teoria il compito importantissimo di guidare nella scelta e nel coordinamento di quegli elementi, risparmiando indagini non solo eccessivamente faticose, ma spesso anche disordinate e inconcludenti.

LA REDAZIONE.

TRASMISSIONI ELETTRICHE NON DISTORTE SU LINEE DISUNIFORMI

CARLO LAGET

Si trasformano le note equazioni indefinite della trasmissione, traducendole sotto una forma che si presta ad una nuova interpretazione fisica del fenomeno della propagazione lungo le linee. Questa interpretazione consiste nel rappresentare il fenomeno stesso come dovuto, in genere, alla sovrapposizione di due « onde principali », che si propagano nei due versi con velocità $1/\sqrt{LC}$ e subiscono « continuamente » una parziale attenuazione ed una parziale riflessione lungo tutto il percorso. Oltre che l'interpretazione fisica, anche la trattazione analitica si avvantaggia, sotto alcuni aspetti, della nuova forma data alle equazioni del sistema.

In particolare si giunge a stabilire la condizione che deve essere verificata, affinchè una linea disuniforme risulti priva di distorsione per un determinato senso di propagazione e si danno alcuni esempi di linee siffatte.

Si dimostra infine, che, anche attraverso linee disuniformi, si possono ottenere trasmissioni non deformate nei due sensi.

1. - Trasformazione delle equazioni indefinite della trasmissione.

Consideriamo una linea qualunque di lunghezza l, i cui parametri primari R, K, L, C (riferiti all'unità di lunghezza) supporremo invariabili col tempo, ma, in generale, funzioni della distanza x dei punti della linea da una delle estremità che assumeremo come origine. Supponiamo che tale linea sia sede di perturbazioni elettriche dovute a f.e.m. impresse ad una o ad entrambe le estremità, e che sugli elementi della linea non agiscano f.e.m. dovute a cause esterne.

In un punto qualunque si abbia la tensione V e la corrente I; sappiamo che tra V, I ed i parametri primari della linea in quel punto sussistono le seguenti relazioni :

$$-\frac{\partial V}{\partial x} = RI + L\frac{\partial I}{\partial t} \tag{1}$$

$$-\frac{\partial I}{\partial x} = KV + C\frac{\partial V}{\partial t} \tag{2}$$

note sotto il nome di *equazioni indefinite della trasmissione*.

Posto :

$$V = v + v' \qquad I = i + i'$$

con

$$v = i\,z \qquad v' = -\,i'\,z$$

dove con $z = \sqrt{L/C}$ indicheremo *l'impedenza d'onda* della linea nel punto considerato, la (1) si trasforma così:

$$-\frac{\partial (v+v')}{\partial x} = R\,(i+i') + L\,\frac{\partial (i+i')}{\partial t}$$

$$-\frac{\partial (v+v')}{\partial x} = \frac{R}{z}\,(v-v') + \sqrt{LC}\,\frac{\partial (v-v')}{\partial t}\,.$$

Moltiplicando per $d\,x$ ambo i membri e ponendo:

$$\frac{d\,x}{d\,t} = \frac{1}{\sqrt{LC}}\,,$$

ciò che possiamo fare perchè $d\,x$ e $d\,t$, come differenziali di variabili indipendenti, sono del tutto arbitrari, otteniamo:

$$-\frac{\partial (v+v')}{\partial x}\,d\,x = \frac{R}{z}\,(v-v')\,d\,x + \frac{\partial (v-v')}{\partial t}\,d\,t$$

ossia:

$$\frac{\partial (v+v')}{\partial x}\,d\,x + \frac{\partial (v-v')}{\partial t}\,d\,t = -\frac{R}{z}\,(v-v')\,d\,x\,. \qquad (3)$$

Analogamente la (2) si trasforma così:

$$-\frac{\partial (i+i')}{\partial x} = K\,(v+v') + C\,\frac{\partial (v+v')}{\partial t}$$

$$-\frac{\partial\,[(v-v')/z]}{\partial x} = K\,(v+v') + C\,\frac{\partial (v+v')}{\partial t}$$

$$-\frac{1}{z^2}\left\{ z\,\frac{\partial (v-v')}{\partial x} - (v-v')\,\frac{d\,z}{d\,x} \right\} = K\,(v+v') + C\,\frac{\partial (v+v')}{\partial t}$$

$$-\frac{\partial (v-v')}{\partial x} + \frac{v-v'}{z}\,\frac{d\,z}{d\,x} = Kz\,(v+v') + \sqrt{LC}\,\frac{\partial (v+v')}{\partial t}$$

$$-\frac{\partial (v-v')}{\partial x}\,dx + \frac{v-v'}{z}\,\frac{dz}{dx}\,dx = Kz\,(v+v')\,dx + \frac{\partial (v+v')}{\partial t}\,dt$$

e, in definitiva:

$$\frac{\partial (v-v')}{\partial x}\,dx + \frac{\partial (v+v')}{\partial t}\,dt = -\,Kz\,(v+v')\,dx + \frac{v-v'}{z}\,\frac{dz}{dx}\,dx\,.$$

Sommando membro a membro quest'ultima espressione con la (3) otteniamo:

$$dv = \frac{\partial v}{\partial x} dx + \frac{\partial v}{\partial t} dt = -\frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} + Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{dx}\right) v\, dx + + \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} - Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{dx}\right) v'\, dx\,. \tag{4}$$

In modo del tutto analogo, possiamo ricavare:

$$di = -\frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} + Kz + \frac{1}{z}\frac{dz}{dx}\right) i dx - \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} - Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{dx}\right) i' dx\,. \tag{5}$$

Se poniamo $\xi = l - x$, e invece di $d\,x/d\,t = 1/\sqrt{L\,C}$, poniamo:

$$\frac{d\,\xi}{d\,t} = -\frac{d\,x}{d\,t} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

con lo stesso procedimento seguito per giungere alle espressioni (4) e (5), otteniamo:

$$dv' = -\frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} + Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{d\xi}\right) v' d\xi + \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} - Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{d\xi}\right) v d\xi \tag{6}$$

$$di' = -\frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} + Kz + \frac{1}{z}\frac{dz}{d\xi}\right) i' d\xi - \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} - Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{d\xi}\right) i d\xi\,. \tag{7}$$

Posto:

$$\beta_v = \beta'_i = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} + Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{dx}\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} + Kz + \frac{1}{z}\frac{dz}{d\xi}\right)$$

$$\beta_i = \beta'_v = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} + Kz + \frac{1}{z}\frac{dz}{dx}\right) = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} + Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{d\xi}\right)$$

$$\varrho = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} - Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{d\xi}\right)$$

$$\varrho' = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} - Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{dx}\right)$$

possiamo scrivere le precedenti relazioni (4) (5) (6) (7) sotto questa forma:

$$\begin{aligned} dv &= -\beta_v v dx + \varrho' v' dx \\ di &= -\beta_i\, i\, dx - \varrho' i' dx \\ dv' &= -\beta'_v v' d\xi + \varrho\, v\, d\xi \\ di' &= -\beta'_i\, i' d\xi - \varrho\, i\, d\xi\,. \end{aligned} \tag{8}$$

Questa interessante trasformazione operata sulle equazioni indefinite della trasmissione ci offre la possibilità di spiegare, in modo assai semplice, il comportamento di una linea nei riguardi della propagazione delle perturbazioni elettriche; e questo nel caso più generale, poichè non abbiamo fatta alcuna ipotesi sulla intensità e sulla variazione delle perturbazioni medesime, mentre nei riguardi della linea ci siamo limitati a supporre che i parametri primari non abbiano a variare col tempo.

Quale è il significato delle equazioni (8)?

Tenute presenti le espressioni poste a base della trasformazione effettuata, le equazioni (8) ci mostrano come in ogni punto della linea siano presenti due onde: una di tensione v e corrente $i = v/z$ propagantesi nel senso delle x crescenti con velocità $1/\sqrt{LC}$; l'altra di

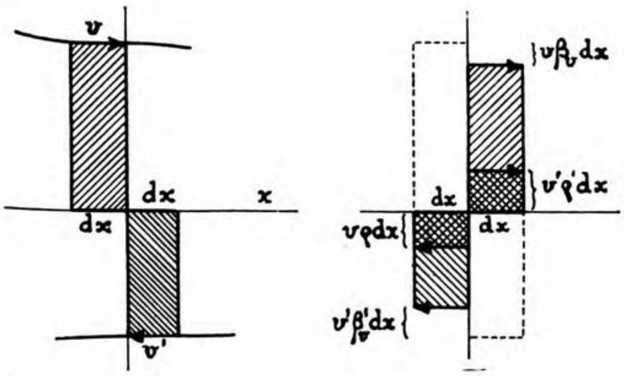


Fig. 1. — Propagazione di due elementi delle onde principali nel tempo $dt = \sqrt{LC}\, dx$.

tensione v' e corrente $i' = -v'/z$, propagantesi con la stessa velocità $1/\sqrt{LC}$, ma nel senso opposto. Ciascun elemento di queste onde, che chiameremo *onde principali* della propagazione, nel percorrere la linea nell'uno o nell'altro senso con velocità $1/\sqrt{LC}$, è soggetto ad una continua attenuazione e ad una continua riflessione. Precisamente, un elemento qualunque di estensione dx dell'onda procedente nel senso delle x crescenti, nello spostarsi del tratto dx, subisce una attenuazione della tensione e della corrente rispettivamente in ragione di $\beta_v\, dx$ e $\beta_i\, dx$, mentre dà luogo ad un elemento di onda riflessa di tensione $v\rho\, dx$ e corrente $-i\rho\, dx$ che si somma all'onda principale procedente nel senso opposto (fig. 1).

Analogamente ciascun elemento di quest'ultima onda principale subisce, nello spostarsi di un tratto dx, una attenuazione in ragione di $\beta_v'\, dx$ e $\beta_i'\, dx$ rispettivamente per la tensione e la corrente, e genera un elemento di onda riflessa $v'\rho'\, dx$, $-i'\rho'\, dx$ che si somma all'onda principale propagantesi nel senso delle x crescenti.

I parametri β_v, β_v', β_i, β_i', ρ, ρ' dipendono esclusivamente dai parametri primari della linea; non sono funzioni del tempo e non dipendono dalle condizioni elettriche della linea stessa, nè dalle variazioni di queste ultime.

Caratterizzando il comportamento della linea in ogni punto possono, bene a ragione, chiamarsi i *parametri principali della propagazione*; in particolare, chiameremo β_v (o β_v') e β_i (o β_i') *parametri di attenuazione d'onda* di tensione e di corrente rispettivamente, mentre chiameremo ρ (o ρ') *parametro di riflessione d'onda,* nel punto considerato e per la propagazione nel senso delle x crescenti (o nel senso contrario).

I parametri principali sono in generale diversi per i due sensi di propagazione; soltanto nel caso particolare delle linee con impedenza d'onda costante, e quindi anche per le linee uniformi, essendo:

$$\frac{dz}{dx} = \frac{dz}{d\xi} = 0$$

i parametri principali risultano uguali per i due sensi di propagazione e si riducono alle espressioni seguenti:

$$\beta_v = \beta_i = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} + Kz\right) \quad ; \quad \varrho = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{z} - Kz\right).$$

Giova osservare che nelle onde principali l'energia è equamente distribuita nei due campi elettrico e magnetico: infatti, poichè:

$$v = i\sqrt{\frac{L}{C}} \quad , \quad v' = -i'\sqrt{\frac{L}{C}}$$

risulta:

$$\frac{1}{2}\, v^2\, C = \frac{1}{2}\, i^2\, L$$

$$\frac{1}{2}\, v'^2\, C = \frac{1}{2}\, i'^2\, L\,,$$

quindi si constata, nella propagazione delle perturbazioni elettriche lungo la linea, la tendenza ad una equipartizione dell'energia nei due campi elettrico e magnetico nei singoli elementi delle onde principali, tendenza che si manifesta appunto con la parziale riflessione che subiscono gli elementi stessi quando il valore delle costanti dissipative della linea è tale da non permettere che sussista tale equipartizione per il solo fatto della traslazione dell'elemento di onda. Tale constatazione sembra confermare il principio generale della equipartizione dell'energia nei sistemi a due o più gradi di libertà: una linea elettrica può essere infatti considerata come un sistema a due gradi di libertà, potendo le cariche spostarsi longitudinalmente, per dar luogo alle correnti lungo la linea, o trasversalmente, per dar luogo alle correnti di spostamento nel dielettrico. Al primo di tali

spostamenti corrisponde l'energia del campo magnetico; al secondo quella del campo elettrico.

Nella propagazione di una perturbazione elettrica qualsiasi, l'onda v corrisponde al trasporto dell'energia nel senso delle x crescenti, e l'onda v' al trasporto di energia nel senso opposto. La potenza in un punto qualsiasi della linea risulta pertanto uguale alla differenza tra l'energia trasportata verso la linea dall'onda v e quella restituita dalla linea dall'onda v', nell'unità di tempo. Infatti:

$$VI = (v + v')\,(i + i') = \frac{1}{2}\,(v + v')\,\frac{v - v'}{z} + \frac{1}{2}\,(i + i')\,(i - i')\,z =$$

$$= \frac{1}{2}\,\frac{v^2 - v'^2}{z} + \frac{1}{2}\,(i^2 - i'^2)\,z =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{LC}}\left(\frac{1}{2}\,v^2\,C + \frac{1}{2}\,i^2\,L\right) - \frac{1}{\sqrt{LC}}\left(\frac{1}{2}\,v'^2\,C + \frac{1}{2}\,i'^2\,L\right).$$

2. - Distorsione. Linee prive di deformazione.

Supponiamo che all'origine di una linea qualunque, di lunghezza infinita, venga impressa una f.e.m. comunque variabile col tempo, che rappresenteremo con $E(t)$, e supponiamo pure che siano nulle le f.e.m. esterne impresse a tutti gli elementi della linea.

Ci chiediamo: quali condizioni debbono essere soddisfatte, affinchè in tutti i punti della linea la tensione ripeta esattamente, sia pure con un ritardo Δt e una attenuazione βx, le variazioni della f.e.m. impressa; cioè che in tutti i punti si abbia:

$$V(t) = e^{-\beta x}\,E\,(t - \Delta t) \tag{9}$$

con β e Δt invariabili col tempo e funzioni della distanza x dei punti della linea dall'origine? Per quanto abbiamo precedentemente esposto, la f.e.m. impressa all'origine della linea dà generalmente luogo a due onde principali, che si propagano l'una nel senso delle x crescenti (onda diretta) e l'altra nel senso opposto (onda riflessa) con velocità $1/\sqrt{LC}$; quest'ultima onda principale, nel caso considerato, non è che la risultante di tutte le riflessioni che subiscono i singoli elementi dell'onda diretta per il fatto che in generale non è nulla la costante di riflessione d'onda in tutti i punti della linea.

La presenza di questa onda riflessa fa sì che la relazione (9) non sia soddisfatta e che di conseguenza lungo la linea si abbia una *deformazione* o *distorsione* dei segnali trasmessi.

Infatti, ponendo:

$$\beta x = \int_0^x \beta_r\,dx$$

$$\Delta t = \int_0^x \frac{1}{w}\,dx$$

con β_V e w funzioni della sola x, la relazione (9) ci dà:

$$d\,V(t) = \frac{\partial V(t)}{\partial x}\,dx + \frac{\partial V(t)}{\partial t}\,dt =$$

$$= E(t - \Delta t)\frac{d\,e^{-\beta x}}{dx}\,dx + e^{-\beta x}\frac{\partial E(t - \Delta t)}{\partial x}\,dx + \frac{\partial V(t)}{\partial t}\,dt =$$

$$= -\beta_V V(t)\,dx - e^{-\beta x}\frac{d\,E(t - \Delta t)}{d(t - \Delta t)}\,\frac{d\,\Delta t}{dx}\,dx + \frac{\partial V(t)}{\partial t}\,dt =$$

$$= -\beta_V V(t)\,dx - e^{-\beta x}\frac{d\,E(t - \Delta t)}{dt}\,\frac{1}{w}\,dx + \frac{\partial V(t)}{\partial t}\,dt =$$

$$= -\beta_V V(t)\,dx - \frac{\partial V(t)}{\partial t}\,\frac{1}{w}\,dx + \frac{\partial V(t)}{\partial t}\,dt$$

e in definitiva, per $d\,x/d\,t = w$, si può porre sotto la forma differenziale:

$$d\,V = -\beta_V\,V\,dx$$

la quale, confrontata con le (8) e ricordando che $V = v + v'$, risulta appunto verificata soltanto se in ogni punto della linea e ad ogni istante è $v' = 0$, $i' = 0$, cioè se non è presente l'onda riflessa.

Delle equazioni (8), le ultime due ci danno, come condizione affinchè sia $v' = 0$, $i' = 0$ e quindi anche $d\,v' = 0$, $d\,i' = 0$, che sia $\rho = 0$ cioè che sia nullo il parametro di riflessione d'onda, mentre le prime due si riducono alle seguenti:

$$dv = -\beta_v\,v\,dx$$

$$di = -\beta_i\,i\,dx$$

e poichè se $\rho = 0$ è $\beta_v = R/z$ e $\beta_i = K\,z$, tenendo anche presente che $V = v$ e $I = i$, deduciamo:

$$d\,V = -\frac{R}{z}\,V\,dx$$

$$d\,I = -Kz\,I\,dx\,,$$

che ci mostrano come, nella propagazione senza deformazione, la tensione e la corrente lungo tutta la linea si mantengono nel rapporto $V/I = v/i = z$ e si attenuano in ragione di R/z e $K\,z$ rispettivamente.

Una linea, in ogni punto della quale è verificata la condizione:

$$\frac{R}{z} - Kz + \frac{1}{z}\,\frac{dz}{dx} = 0\,, \tag{10}$$

presenta dunque la particolarità di permettere che le onde si propaghino senza deformazione nel senso delle x crescenti; una linea

siffatta si dice pertanto *priva di deformazione o di distorsione* per quel senso di propagazione.

In generale una linea priva di deformazione per un senso di propagazione, non lo è per il senso opposto; infatti se è verificata la (10) non è verificata l'altra relazione:

$$\frac{R}{z} - Kz - \frac{1}{z}\frac{dz}{dx} = 0$$

a meno che non sia $dz/dx = 0$, cioè z costante.

In questo caso, nel quale rientrano anche le linee uniformi, la condizione di linea priva di deformazione si riduce alla nota condizione di Heaviside:

$$\frac{R}{z} - Kz = 0$$

cioè:

$$\frac{R}{L} = \frac{K}{C}$$

e le costanti di attenuazione della tensione e della corrente risultano uguali fra loro e precisamente:

$$\beta_v = \beta_i = \frac{R}{z} = Kz = \sqrt{RK}\,.$$

Giova infine osservare che nella linea priva di distorsione, di lunghezza infinita, l'impedenza caratteristica Z_0 all'origine risulta:

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = \frac{v_0}{i_0} = z_0$$

uguale cioè all'impedenza d'onda della linea all'origine stessa.

3. - Alcuni esempi di linee disuniformi prive di deformazione.

a) Linea con R e K costanti.

Per non avere deformazione nella propagazione nel senso delle x crescenti, occorre:

$$\frac{R}{z} - Kz + \frac{1}{z}\frac{dz}{dx} = 0$$

cioè:

$$\frac{dz}{dx} = Kz^2 - R$$

$$dx = \frac{dz}{Kz^2 - R}$$

da cui :

$$x = \int \frac{dz}{Kz^2 - R} = \mp \frac{1}{2\sqrt{RK}} \log_e \left| \frac{z \pm \sqrt{R/K}}{z \mp \sqrt{R/K}} \right| + a$$

con a costante arbitraria e i segni legati fra loro. Da questa espressione, otteniamo :

$$\log_e \left| \frac{z \pm \sqrt{R/K}}{z \mp \sqrt{R/K}} \right| = \mp 2\sqrt{RK}\,(x - a)\,,$$

da cui :

$$\frac{z \pm \sqrt{R/K}}{z \mp \sqrt{R/K}} = - e^{\mp 2\sqrt{RK}\,(x-a)} \qquad \text{se } z < \sqrt{\frac{R}{K}}$$

$$\frac{z \pm \sqrt{R/K}}{z \mp \sqrt{R/K}} = e^{\mp 2\sqrt{RK}\,(x-a)} \qquad \text{se } z > \sqrt{\frac{R}{K}}\,.$$

Nel primo caso ($z < \sqrt{R/K}$) deduciamo :

$$z = \pm \sqrt{\frac{R}{K}}\, \frac{e^{\mp 2\sqrt{RK}\,(x-a)} - 1}{e^{\mp 2\sqrt{RK}\,(x-a)} + 1} = \sqrt{\frac{R}{K}} \tanh \sqrt{RK}\,(a - x)\,,$$

mentre nel secondo ($z > \sqrt{R/K}$) :

$$z = \pm \sqrt{\frac{R}{K}}\, \frac{e^{\mp 2\sqrt{RK}\,(x-a)} + 1}{e^{\mp 2\sqrt{RK}\,(x-a)} - 1} = \sqrt{\frac{R}{K}} \coth \sqrt{RK}\,(a - x)\,.$$

Dunque per avere propagazione senza deformazione nel senso delle x crescenti, deve essere verificata una delle due seguenti espressioni :

$$z = \sqrt{\frac{R}{K}} \tanh \sqrt{RK}\,(a - x) \;\; ; \;\; z = \sqrt{\frac{R}{K}} \coth \sqrt{RK}\,(a - x)\,. \quad (11)$$

Osserviamo subito che, in entrambi i casi, la linea non può avere lunghezza infinita poichè, dovendo z avere valori finiti, positivi, e diversi da zero, non possiamo avere $x \geqslant a$.

Nella linea con

$$z = \sqrt{\frac{R}{K}} \tanh \sqrt{RK}\,(a - x)\,,$$

l'impedenza d'onda z diminuisce col crescere di x e tende a 0 per $x = a$; i parametri di attenuazione risultano :

$$\beta_v = \frac{R}{z} = \sqrt{RK} \coth \sqrt{RK}\,(a - x)$$

$$\beta_i = Kz = \sqrt{RK} \tanh \sqrt{RK}\,(a - x).$$

Invece, nella linea con

$$z = \sqrt{\frac{R}{K}} \cot h \sqrt{RK} \; (a - x),$$

l'impedenza d'onda cresce con x tendendo all'infinito per $x = a$ e i parametri di attenuazione risultano:

$$\beta_v = \frac{R}{z} = \sqrt{RK} \tan h \sqrt{RK} \; (a - x)$$

$$\beta_i = Kz = \sqrt{RK} \cot h \sqrt{RK} \; (a - x).$$

E' interessante osservare che il parametro di attenuazione della potenza trasmessa attraverso un elemento di una linea priva di deformazione è:

$$\beta_w = \beta_v + \beta_i = \frac{R}{z} + Kz$$

e pertanto, lasciando invariati R e K, essendo costante il prodotto dei due termini, abbiamo il minimo di β_w quando $R/z = K\,z$, cioè $z = \sqrt{R/K} =$ cost.

Possiamo quindi affermare che fra tutte le linee prive di deformazione aventi R e K costanti, quelle con impedenza d'onda costante, e in particolare quelle uniformi, hanno il massimo rendimento energetico.

b) Linea con R costante e K trascurabile.

Non è che un caso particolare della linea con R e K costanti; però ponendo $K = 0$ nella prima delle espressioni (11), che corrisponde al caso attuale, in cui certamente $z < \sqrt{R/K}$, abbiamo per z una espressione indeterminata. Per trovare la condizione di propagazione senza deformazione nel senso delle x crescenti, conviene ricorrere alla condizione generale:

$$\frac{R}{z} - Kz + \frac{1}{z}\,\frac{dz}{dx} = 0$$

dalla quale si ricava:

$$\frac{dz}{dx} = Kz^2 - R$$

e se $K\,z^2$ è trascurabile rispetto a R:

$$\frac{dz}{dx} = -R$$

da cui:

$$z = z_0 - R\,x \tag{12}$$

indicando con z_0 l'impedenza d'onda della linea all'origine.

Giova osservare che, essendo:

$$\beta_v = \frac{R}{z} \qquad \beta_i = Kz$$

poichè $K\,z$ è trascurabile di fronte a R/z, abbiamo per conseguenza che l'attenuazione della corrente è trascurabile in confronto con quella della tensione. La linea non può avere lunghezza infinita: al massimo possiamo giungere a una lunghezza uguale a z_0/R, dipendente dal valore z_0 dell'impedenza d'onda all'origine.

Possiamo calcolare il valore della attenuazione della tensione attraverso un tratto l di una linea siffatta, integrando la funzione β_v:

$$\int_0^l \beta_v\, dx = \int_0^l \frac{R}{z_0 - Rx}\, dx = \log_e \frac{z_0 - Rl}{z_0} = \log_e \frac{z_l}{z_0}\,.$$

Questo significa che il rapporto fra la tensione V_0 in partenza dall'origine e quella V_l in arrivo alla distanza l dall'origine stessa, è dato da:

$$\frac{V_0}{V_l} = \frac{z_l}{z_0}\,.$$

Un caso interessante è quello di una linea costituita da due conduttori cilindrici di raggio r costante, perfettamente isolati fra di loro, e disposti in modo che la distanza D fra i loro assi mediani varii secondo la relazione:

$$D = D_0\, e^{-px}$$

purchè D sia abbastanza grande rispetto a r e p sufficientemente piccolo, in modo da non avere una forte inclinazione dei conduttori tra loro. Infatti, in queste ipotesi, possiamo, con sufficiente approssimazione, porre:

$$z = 120 \log_e \frac{D}{r} \qquad (z \text{ in ohm})$$

e nel caso considerato:

$$z = 120 \log_e \frac{D_0}{r} e^{-px} = 120 \left(\log_e \frac{D_0}{r} - px\right)$$

per cui la condizione (12) per l'assenza di deformazione nel senso delle x crescenti è verificata se:

$$p = \frac{R}{120}$$

cioè se:

$$D = D_0\, e^{-\frac{R}{120}x}\,.$$

c) Linea con *R, K, z* variabili con legge esponenziale.

Una linea nella quale sia:

$$R = R_0 e^{-px} \qquad K = K_0 e^{px} \qquad z = z_0 e^{-px}$$

con:

$$p = \frac{R_0}{z_0} - K_0 z_0$$

è una linea senza deformazione per la propagazione nel senso delle x crescenti, essendo verificata la condizione $\rho = 0$ in ogni suo punto. I parametri di attenuazione risultano:

$$\beta_v = \frac{R_0}{z_0} \qquad \beta_i = K_0 z_0$$

e sono pertanto indipendenti da x.

Se poi è anche:

$$L = L_0 e^{-px} \qquad C = C_0 e^{px}$$

la linea, oltre ad avere i parametri di attenuazione costanti, presenta, in ogni punto, uguale velocità di propagazione:

$$w = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

e quindi si comporta in modo molto analogo ad una linea con costanti uniformemente distribuite; particolarità questa, del resto, comune a tutte le linee, i cui parametri variano con la legge esponenziale:

$$R + j\omega L = a_0 e^{-px} \qquad K + j\omega C = b_0 e^{-px}$$

anche se, non essendo:

$$p = \frac{R_0}{z_0} - K_0 z_0,$$

la propagazione è affetta da distorsione (¹).

4. - Trasmissioni senza deformazione.

All'estremità A di una linea AB di lunghezza l sia applicata una sorgente di f.e.m. che supporremo avere una impedenza equivalente ad una resistenza r_a, mentre l'estremità B della linea stessa sia chiusa su una resistenza r_b. Riferiremo all'estremità A le distanze x dei singoli punti della linea e chiameremo A estremo trasmittente, B estremo ricevente.

(¹) G. Di Pirro: Su alcuni tipi di circuiti elettrici a costanti variabili da punto a punto - Atti del Congresso Internazionale di Telegrafia e Telefonia, Como, 1927 - Tipografia del Senato, Roma, 1932, p. 119.

Senza preoccuparci della tensione lungo la linea, domandiamoci quale condizione deve essere soddisfatta, affinchè, se $E(t)$ è la f.e.m. impressa all'estremo trasmittente, all'estremo ricevente si abbia:

$$V_b(t) = p\, e^{-\beta l}\, E(t - \Delta t) \tag{13}$$

con p, β e Δt costanti.

Se tale relazione risulta verificata diremo che attraverso la linea si effettua una *trasmissione senza deformazione*.

Siano z_a e z_b le impedenze d'onda, rispettivamente alle estremità A e B. Per quanto abbiamo detto precedentemente, si stabiliranno, nel tratto di linea considerato, un'onda principale v propagantesi da A verso B e un'onda principale v' propagantesi nel verso opposto.

Ad un istante qualsiasi, siano $v_a\, i_a$ $v_a'\, i_a'$ le tensioni e le correnti delle due onde suddette nel punto A. Se E è la f.e.m. impressa in quell'istante dalla sorgente di f.e.m., poichè la tensione e la corrente all'origine della linea sono date rispettivamente da:

$$V_a = v_a + v'_a$$

$$I_a = i_a + i'_a = \frac{v_a - v'_a}{z_a},$$

possiamo scrivere:

$$E - V_a - I_a r_a = 0$$

$$E - (v_a + v'_a) - (v_a - v'_a)\,\frac{r_a}{z_a} = 0$$

da cui:

$$E = \left(1 + \frac{r_a}{z_a}\right) v_a + \left(1 - \frac{r_a}{z_a}\right) v'_a = \frac{z_a + r_a}{z_a}\, v_a + \frac{z_a - r_a}{z_a}\, v'_a\,. \tag{14}$$

D'altra parte, all'estremità B, se $v_b\, i_b$ $v_b'\, i_b'$ sono le tensioni e le correnti delle onde principali, abbiamo:

$$V_b = v_b + v'_b$$

$$I_b = i_b + i'_b = \frac{v_b - v'_b}{z_b}$$

e di conseguenza, dovendo essere:

$$V_b - I_b r_b = 0\,,$$

possiamo scrivere:

$$V_b = I_b r_b = (v_b - v'_b)\,\frac{r_b}{z_b} = (2\, v_b - V_b)\,\frac{r_b}{z_b}$$

da cui:

$$V_b\left(1 + \frac{r_b}{z_b}\right) = 2\,\frac{r_b}{z_b}\, v_b$$

e infine:

$$V_b = \frac{2\, r_b}{z_b + r_b}\, v_b\,. \tag{15}$$

Esaminando le espressioni (14) e (15), osserviamo che, se riusciamo ad ottenere che E sia proporzionale a v_a e che l'onda v si propaghi in modo che lungo tutto il tratto di linea si abbia:

$$d\,v = -\,\beta_v\, v\, d\,x,$$

la condizione (13) di trasmissione senza deformazione sarà senz'altro verificata.

Affinchè si abbia:

$$d\,v = -\,\beta_v\, v\, d\,x \tag{16}$$

occorre, per le (8), che sia verificata la condizione:

$$\varrho'\, v' = 0$$

dunque, avremo una trasmissione senza deformazione, se sono contemporaneamente verificate le condizioni:

$$\frac{r_a - z_a}{z_a}\, v'_a = 0 \qquad \varrho'\, v' = 0\,. \tag{17}$$

Infatti, ne risulta, dalla (14):

$$E = \frac{z_a + r_a}{z_a}\, v_a$$

e dalla (16):

$$v_b\,(t) = e^{-\beta l}\; v_a\;(t - \Delta t)$$

con

$$\beta\, l = \int_0^l \beta_v\, d\,x \qquad \text{e} \quad \Delta\, t = \int_0^l \sqrt{LC}\; d\,x$$

e perciò tenuto conto della (15) abbiamo:

$$V_b\,(t) = 2\,\frac{r_b}{z_b + r_b}\,\frac{z_a}{z_a + r_a}\, e^{-\beta l}\; E\;(t - \Delta t)$$

che non è altro che la espressione (13).

Ora, le (17) sono verificate tanto se:

$$r_b = z_b \quad \text{e} \quad \varrho = 0$$

nel qual caso l'onda v' è nulla lungo tutto il tratto di linea; quanto se, pur essendo presente l'onda v', si abbia:

$$r_a = z_a \quad \text{e} \quad \varrho' = 0\,.$$

Il primo caso è quello della linea priva di deformazione per il senso di propagazione da A a B; il secondo caso corrisponde invece alla linea priva di deformazione per il senso di propagazione opposto.

Una linea disuniforme priva di deformazione per un solo senso di propagazione può dunque essere impiegata per trasmissioni non distorte da effettuarsi tanto nel senso coincidente con quello di propagazione priva di deformazione, quanto nel senso opposto.

Poichè una linea siffatta presenta attenuazioni diverse nei due sensi di propagazione, le trasmissioni nei due sensi avvengono con caratteristiche diverse: abbiamo cioè un sistema di trasmissione dissimmetrico.

Possiamo ovviare a tale inconveniente costituendo la linea di due tratti AM e MB di lunghezza uguale $l/2$ e perfettamente simmetrici nei riguardi delle caratteristiche elettriche; il tratto AM privo di deformazione nel senso di propagazione MA e l'altro privo di deformazione nel senso MB.

Le estremità A e B siano chiuse su dispositivi di trasmissione o di ricezione aventi una impedenza uguale all'impedenza d'onda z_0 della linea alle dette estremità.

Nel caso in cui trasmetta A, si ha per la (14):

$$E = 2\, v_a$$

e per la (15):

$$V_b = v_b\,.$$

Osserviamo ora che, mentre nel tratto AM è $\rho' = 0$, in quello MB è $v' = 0$ in ogni punto; perciò lungo tutta la linea si verifica la relazione:

$$d\,v = -\,\beta_v\, v\, d\,x$$

e quindi:

$$v_b\ (t) = e^{-\beta l}\, v_a\ (t - \Delta t)$$

con:

$$\beta l = \int_0^l \beta_v\, d\,x \qquad \Delta\, t = \int_0^l \sqrt{LC}\, d\,x$$

e di conseguenza:

$$V_b\ (t) = \frac{1}{2}\, e^{-\beta l}\, E\ (t - \Delta t)$$

che dimostra come, attraverso la linea considerata, si effettui una trasmissione non deformata.

Data la simmetria del sistema è evidente che le trasmissioni si svolgeranno in modo perfettamente analogo nei due sensi.

Si può pensare, a titolo di esempio, ad una linea con R e K costanti e z variabile uniformemente secondo l'espressione:

$$z = \sqrt{\frac{R}{K}}\ \tan\mathrm{h}\ \sqrt{RK}\ (a - x)$$

oppure (nel caso in cui Kz^2 sia trascurabile rispetto a R): $z = z_m - R\,x$ dove con x indichiamo qui la distanza, presa sempre con segno positivo, dai punti della linea al punto di mezzo M.

5. - Conclusioni.

Sono note le ragioni e le difficoltà di vario ordine che sconsigliano praticamente di portare il carico uniformemente distribuito (krarupizzazione) o localizzato (pupinizzazione) lungo una linea, fino a soddisfare la condizione di Heaviside $R/L = K/C$ per la linea priva di deformazione.

Nella rapida esposizione fatta, abbiamo messo in evidenza come sia teoricamente possibile ottenere una trasmissione non distorta, anche quando $L < R\,C/K$, purchè sia verificata la condizione :

$$\frac{R}{z} - Kz + \frac{1}{z}\frac{dz}{dx} = 0\,. \qquad (18)$$

Sembra quindi che possa riuscire vantaggiosa, almeno sotto certi particolari aspetti, una pupinizzazione o una krarupizzazione disuniforme, distribuendo il carico, che in questo caso può essere minore di quello richiesto dalla condizione di Heaviside, in modo disuniforme e tale da soddisfare, quanto più è possibile, la condizione (18).

S'intende che praticamente, non essendo sempre verificata l'ipotesi posta in principio, sulla invariabilità rispetto al tempo dei parametri primari R, K, L, C, non possiamo ottenere una linea assolutamente priva di deformazione; però, entro certi limiti derivanti dalle condizioni di esercizio della linea stessa, potremo sempre raggiungere, con i suaccennati metodi, alcuni scopi essenziali quali, ad esempio, una minore distorsione, la riduzione della durata dei fenomeni transitori, e via dicendo.

L'esperienza ha del resto già dimostrato ([2]) come ricorrendo ad una krarupizzazione disuniforme che molto si approssima a quella indicata nell'ultima parte del paragrafo precedente (cavi con compensazione a cono), sia possibile realizzare, con semplici resistenze di bilanciamento, una trasmissione telegrafica in duplex attraverso un cavo sottomarino.

Questo ci induce maggiormente a ritenere che, seguendo i risultati teorici ai quali siamo pervenuti, possano trarsi effettivamente alcuni vantaggi.

Ringrazio vivamente il prof. G. Vallauri per i consigli di cui mi è stato cortesemente largo.

([2]) C. R. FIELDER: The resistance-terminated, balanced sea-earth of a taper-loaded submarine telegraph cable - J. I. E. E., Londra 1932, LXX, p. 169.

MICROFONI PER ULTRASUONI

GINO SACERDOTE

Ricordate le principali caratteristiche dei microfoni per ultrasuoni, si studia il comportamento di piccoli microfoni a condensatore, con diaframma molto sottile, mediante i quali si possono rivelare ultrasuoni fino alla frequenza di 90.000 hertz. Si espongono i risultati di alcune determinazioni eseguite con tali microfoni su fischi di Galton, e si accenna alle loro possibili applicazioni.

1. - Generalità.

Lo studio degli ultrasuoni si presenta, sotto molti punti di vista, assai attraente ed interessante, non solamente nel campo scientifico, ma anche in quello tecnico ed applicativo.

Nel corso del presente lavoro ci occuperemo soltanto di ultrasuoni nell'aria. E' opportuno ricordare brevemente i principali apparecchi generatori, rivelatori e misuratori di energia ultraacustica.

I generatori possono suddividersi in tre grandi categorie: generatori meccanici, generatori elettrici, generatori termici.

I generatori meccanici comprendono fischi, ruote foniche, sirene ed altri apparecchi simili, che normalmente producono suoni di frequenza udibile, ma possono anche generare, se costruiti ed usati opportunamente, energia ultraacustica. Fra questi apparecchi sono particolarmente interessanti e vengono usati di preferenza il fischio di Galton ed il pulsatore di Hartmann.

Il fischio di Galton, che verrà descritto più avanti, emette energia sonora per effetto della vibrazione di una colonna d'aria in un tubo risonante; esso consente di produrre suoni fino a frequenza di circa 50.000 hertz.

Il pulsatore di Hartmann (1) si basa sulle proprietà dei getti d'aria aventi velocità superiore a quella del suono; lungo tali getti si formano zone di maggior pressione e zone di instabilità; se si pone in un punto opportuno del getto un risuonatore, questo emette suoni di notevole intensità, che possono raggiungere la frequenza di 100.000 hertz. Con getti di idrogeno si possono ottenere suoni di frequenza fino a $3 \div 5$ volte maggiore di quella ottenuta con getti d'aria.

I generatori elettrici di ultrasuoni si basano sui noti fenomeni della piezoelettricità e della magnetostrizione. Con generatori piezoelettrici si possono trasmettere notevoli potenze anche a frequenza molto elevata: con essi si sono prodotti ultrasuoni della frequenza di 3.000.000 hertz. Con apparecchi a magnetostrizione si possono raggiungere valori di circa 100.000 hertz.

Caratteristica peculiare dei generatori elettrici è quella di poter emettere unicamente una frequenza (o un numero limitato di frequenze); ciò può essere un pregio per determinate ricerche ed appli-

cazioni, ma rende il generatore del tutto inadatto a quegli usi, per cui occorre avere a disposizione un ultrasuono di frequenza regolabile a piacere e con continuità entro una vasta gamma.

L'ultima classe, quella dei generatori termici di ultrasuoni, non ha dato luogo, fino ad ora, ad applicazioni di qualche importanza. La produzione di ultrasuoni per mezzo di fenomeni termici si ottiene modulando un arco elettrico (2): in determinate condizioni di alimentazione, di distanza fra i carboni e via dicendo, si possono generare suoni di frequenza notevolmente elevata, fino a raggiungere 100.000 hertz. Di natura termica sono pure i generatori a scintilla: ad ogni scarica si crea un'onda di compressione di periodo molto breve (dell'ordine di alcuni centomillesimi di secondo). Si comprende, come treni di scintille susseguentisi con un determinato ritmo possano generare energia ultrasonora anche di notevole intensità.

Quanto ai ricevitori di ultrasuoni, i principali tipi si possono raggruppare in due categorie: ricevitori ad effetto quadratico, i quali permettono la misura dell'intensità sonora, ma non consentono rilievi di forma o di frequenza, e ricevitori ad effetto lineare.

Tra i ricevitori ad effetto quadratico notevole importanza ha il radiometro, che si basa sull'effetto delle forze ponderomotrici determinate dalla riflessione di un'onda sonora su di una superficie. Rimandiamo il lettore ad un lavoro comparso su questa rivista (3) per particolari su tale strumento, che, oltre a prestarsi bene per misure di intensità ultrasonora, ha il pregio di essere uno strumento assoluto, le cui costanti si determinano senza eccessive difficoltà. Altro ricevitore ad effetto quadratico è il microfono a filo caldo (4): la misura dell'intensità viene ricondotta a misure di resistenza e può avere il carattere di una determinazione assoluta.

Fra i ricevitori ad effetto lineare hanno particolare importanza i ricevitori a magnetostrizione e quelli piezoelettrici. La particolarità di questi apparecchi (al pari di quanto accade nei generatori corrispondenti) è quella di essere sensibili soltanto ad una banda molto stretta di frequenze. Sono cioè ricevitori a risonanza con sintonia molto acuta, che possono essere bene utilizzati solo quando il ricevitore abbia la stessa frequenza del trasmettitore (in alcuni casi, come ad esempio per gli scandagli ad ultrasuoni, lo stesso apparecchio funziona da trasmettitore e da ricevitore). Non possono per contro servire a rilevare ultrasuoni, prodotti da sorgenti a frequenza diversa.

Altro tipo di rivelatore è il microfono a carbone, adattato da R. W. Boyle (5) alle alte frequenze: si possono rivelare per questa via ultrasuoni fino alla frequenza di 40.000 hertz, ma anche qui si tratta di un ricevitore sintonizzato, sensibile soltanto ad una banda di frequenze relativamente ristretta e inadatto a misure quantitative.

Di tipo del tutto particolare sono poi i ricevitori a fiamma sensibile, studiati da Tyndall e Leconte, coi quali è possibile rilevare onde di frequenza di 100.000 hertz. Essi non costituiscono tuttavia un mezzo vero e proprio di misura, ma soltanto un rivelatore dell'esistenza di energia ultrasonora.

Si hanno ancora metodi ottici di rivelazione: cioè metodi inter-

ferometrici e fotografici (sia a scintilla, sia stroboscopici). Essi permettono di fare interessanti rilievi, come ad esempio di fotografare la configurazione di campi ultrasonori; per la loro applicazione non si hanno limiti di frequenza, ma si richiedono apparati molto delicati e complessi, che permettono soltanto una conoscenza qualitativa e non quantitativa dei fenomeni in esame.

Un ultimo metodo, usato in alcune esperienze dal Gardien, si basa sulla registrazione della luce riflessa da membrane piccole e sottilissime, messe in moto da una sorgente ultrasonora, la quale può raggiungere in questi casi una frequenza di 30.000 ÷ 40.000 hertz. Le membrane usate dal Gardien erano di glicerina o di sapone ed avevano un diametro di pochi millimetri. Questo metodo presenta il grave difetto di una grande instabilità; offre tuttavia un mezzo assai semplice per eseguire rilievi, che altrimenti non sarebbe agevole fare.

Per numerose ricerche sarebbe molto utile disporre di un apparecchio che offrisse, anche nel campo degli ultrasuoni, le proprietà caratteristiche dei buoni ricevitori per suoni della gamma acustica, quali il microfono a nastro ed il microfono a condensatore, che, quando sono costruiti con tutte le cure e gli accorgimenti dovuti, presentano risposta costante per una estesa gamma di frequenza (fra i 50 ed i 10.000 hertz). Inoltre essi possono essere tarati con grande precisione e venire usati come veri e propri strumenti di misura. Ma, al pari di tutti gli altri microfoni di tipo elettromagnetico, elettrostatico ed elettrodinamico, essi non possono normalmente servire a rilevare ultrasuoni, perchè, date le dimensioni e la massa delle parti mobili, non danno una risposta apprezzabile a frequenze elevate.

Ci si è posto perciò il problema di esaminare se, riducendo le dimensioni delle parti vibranti e adottando altri opportuni artifici, non sia possibile estendere il campo di sensibilità dei microfoni considerati. Le possibilità che si presentano sono due: studiare un microfono a condensatore di piccole dimensioni, con membrana molto sottile; ovvero un microfono a nastro esso pure di dimensioni ridotte.

Giova osservare, che un microfono per ultrasuoni deve essere sovratutto un microfono rivelatore di pressione (come il microfono piezoelettrico) e non un microfono rivelatore di spostamento (come il catodofono), perchè, a parità di energia emessa, lo spostamento diviene sempre più piccolo al crescere della frequenza, tanto che, per frequenze sufficientemente elevate, è da ritenere impossibile una misura diretta di spostamento, bensì soltanto una misura indiretta attraverso la velocità (o l'accelerazione) e la frequenza.

Bisogna notare, che una distinzione netta fra microfoni rivelatori di spostamento e rivelatori di pressione non si può fare; i primi hanno analogia con gli amperometri, i secondi con i voltometri: rivelatori di spostamento son quei microfoni che hanno piccola impedenza meccanica, ossia per i quali è piccolo il prodotto fra massa e rigidità elastica. I microfoni a nastro si possono considerare come rivelatori di spostamento, quindi meno adatti a rispondere efficacemente a frequenze molto elevate.

Scopo della presente ricerca sperimentale è stato lo studio delle proprietà dei piccoli microfoni a condensatore: si è constatato come

con tali apparati sia possibile rilevare ultrasuoni di 90.000 hertz di frequenza.

E' bene infine accennare, che una soluzione del problema potrebbe anche ricercarsi nei microfoni a condensatore usati e studiati dal Foley (6); in essi la variazione di capacità si consegue per effetto della variazione della costante dielettrica dell'aria fra due elettrodi fissi, variazione prodotta dalla compressione e rarefazione dell'aria per effetto delle onde sonore. Questi microfoni non hanno parti in movimento e sono quindi entro limiti assai estesi indipendenti dalla frequenza: alla loro scarsa sensibilità si può ovviare con una forte amplificazione dell'effetto che si sfrutta nella misura.

Particolare vantaggio dei microfoni a condensatore qui studiati è quello che si può, con relativa semplicità, eseguire una taratura sia assoluta, sia relativa dell'apparecchio, ed avere così modo di giudicare delle sue caratteristiche in relazione con la possibilità di impiego.

2. - Microfoni a condensatore per ultrasuoni.

Per la taratura di un microfono a condensatore nel campo di elevate frequenze, si ricorre con vantaggio al metodo di eccitazione elettrostatica, dovuto ad E. Meyer (7).

Con questo metodo si sostituisce alla pressione, che deve eccitare il microfono, una forza di natura elettrostatica; gli spostamenti della lamina sono rilevati e misurati per variazione di capacità mediante un circuito ad alta frequenza.

Il complesso di taratura si compone di tre parti distinte: circuiti a bassa frequenza di eccitazione del microfono (che in tal caso funziona da telefono elettrostatico); circuiti ad alta frequenza per la misura della variazione di capacità, prodotta dall'azione della forza elettrostatica impressa; circuiti a bassa frequenza con stadio finale di misura, che permettono la determinazione quantitativa degli effetti prodotti nel circuito ad alta frequenza. E' da notare che con « bassa frequenza » si indica la frequenza di alimentazione del microfono, quindi una frequenza bassa relativamente a quella dei circuiti ad alta frequenza, ma più elevata (fino a 100.000 hertz) di quanto non si intenda con la terminologia comune, che indica come basse le frequenze acustiche.

La prima parte del circuito comprende (fig. 1) un triodo oscillatore V_1 accoppiato induttivamente ad un secondo triodo amplificatore V_2; la frequenza generata può variare da 10.000 a 150.000 hertz, e viene misurata mediante un ondametro, non segnato nello schema.

Al triodo amplificatore viene accoppiata, per resistenza e capacità, la batteria E di polarizzazione del microfono a condensatore M. Il filtro F_1 ad una maglia, composto di una induttanza e di due capacità, arresta le correnti ad alta frequenza provenienti dal circuito di destra, misuratore della capacità. La batteria di polarizzazione E fornisce la tensione di 200 volt; se la f. e. m. alternativa generata dall'oscillatore ed applicata al microfono è E_1 sen ωt, la pressione

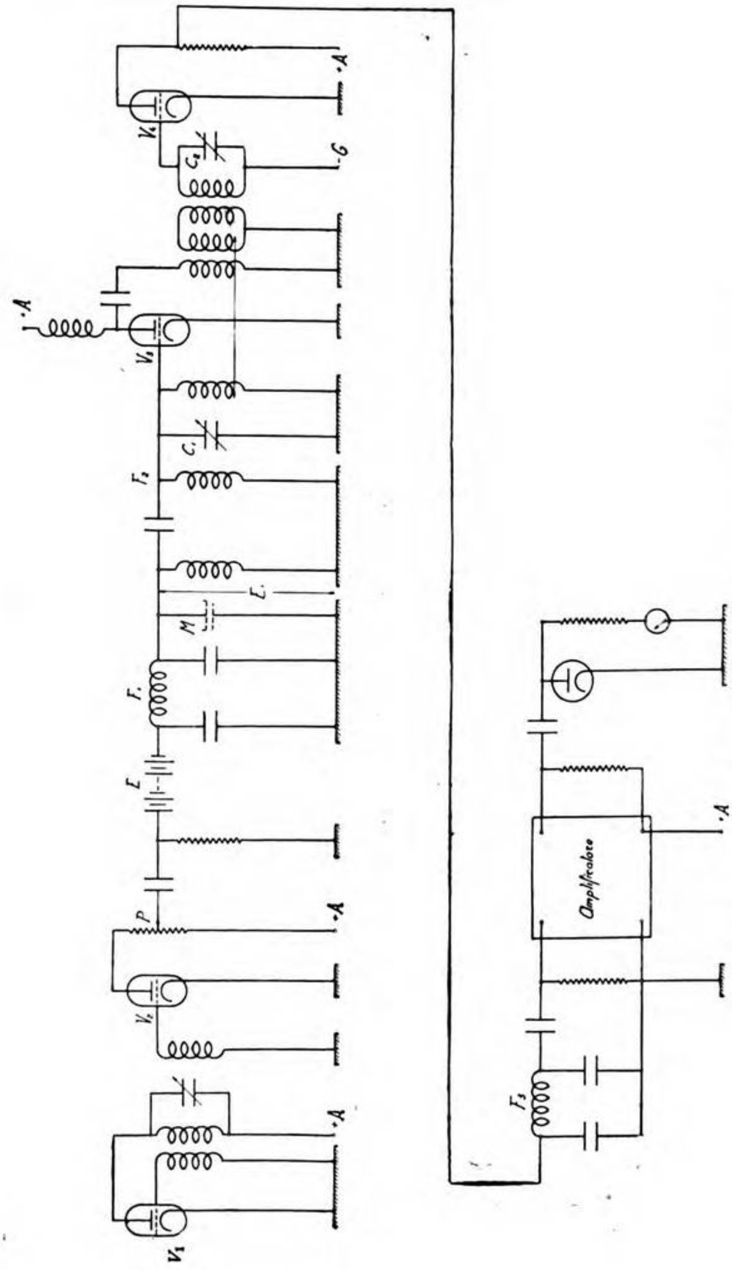


Fig. 1. — Circuito per la taratura di un microfono a condensatore.

che tende ad avvicinare tra loro gli elettrodi è data da:

$$p = \frac{(E + E_1 \operatorname{sen} \omega t)^2}{8 \pi K_e d^2},$$

ove: d = distanza fra gli elettrodi; K_e = costante di Coulomb. Trascurando i termini in E_1^2 (poichè si fa in modo che E sia grande rispetto ad E_1), il valore efficace della componente alternativa della pressione applicata è proporzionale a $E\,E_1$. Se si mantengono costanti la tensione della batteria di polarizzazione e l'ampiezza della tensione alternativa (di cui si varia invece la frequenza), si può eseguire la taratura del microfono a pressione costante.

La tensione E_1 viene regolata mediante il potenziometro P e letta su un voltometro a diodo (non indicato in figura), inserito ai capi del microfono, con un condensatore in serie per avere la lettura della sola tensione alternata.

Per la misura degli effetti prodotti dalla forza elettrostatica applicata, si ricorre ad un metodo di misura di capacità per variazione di corrente di risonanza. Rimandando ad altra pubblicazione (8) per la descrizione di tale vibrometro elettrostatico, si può notare nello schema la presenza del filtro F_2, che ha lo scopo di impedire l'entrata nei circuiti ad alta frequenza delle tensioni a bassa frequenza generate da V_1.

Il triodo V_3 oscilla ad alta frequenza (3700 kHz). Si regola il circuito risonante di C_2 in modo tale da lavorare nel punto di flesso della curva di risonanza; a variazioni di capacità prodotte dal microfono a condensatore (che si trova in parallelo sulla capacità C_1) e quindi a variazioni della frequenza generata da V_3, corrispondono proporzionali variazioni di tensione ai capi di C_2; questa tensione viene raddrizzata per caratteristica di placca da V_4; il filtro passa-basso F_3 lascia passare soltanto le componenti a bassa frequenza.

La terza parte del circuito consta di un amplificatore a resistenza e capacità, a tre stadi, mediante il quale si magnificano le tensioni a bassa frequenza, prodotte per modulazione dal microfono a condensatore. Infine un voltometro a diodo permette di leggere la tensione di uscita all'amplificatore.

Il complesso deve avere una sensibilità lineare in funzione della tensione applicata e indipendente dalla frequenza entro i limiti di misura.

Un diaframma di massa m e rigidità elastica s, sottoposto all'azione di una forza sinoidale, vibra in risonanza per una frequenza:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{s}{m}},$$

quando si immagini per semplicità la massa come concentrata nel punto centrale della membrana.

Per avere un apparecchio, che risponda a frequenze molto elevate, occorre fare in modo che la frequenza di risonanza sia la più alta possibile: dovrà quindi aversi m molto piccolo, s molto grande;

ed ancora una resistenza meccanica dissipativa sufficientemente grande, per non avere risonanze troppo nette, e nello stesso tempo sufficientemente piccola per non diminuire troppo la sensibilità per effetto dello smorzamento.

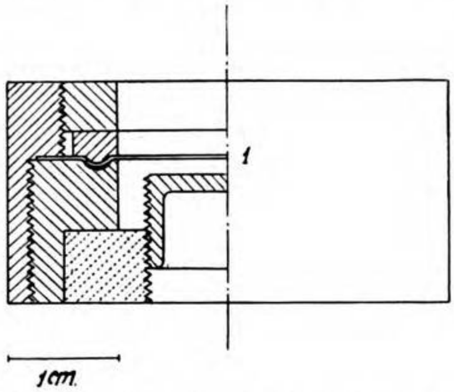


Fig. 2. — Microfono a condensatore per ultrasuoni (tipo medio).
1. Membrana.

Per raggiungere questi requisiti si sono costruiti apparecchi di dimensioni molto ridotte, relativamente a quelle dei normali microfoni a condensatore: precisamente un primo tipo con diaframma del diametro di 2,0 cm ed un secondo con diametro di 0,8 cm . La membrana di alluminio ha uno spessore di 10 micron negli apparecchi

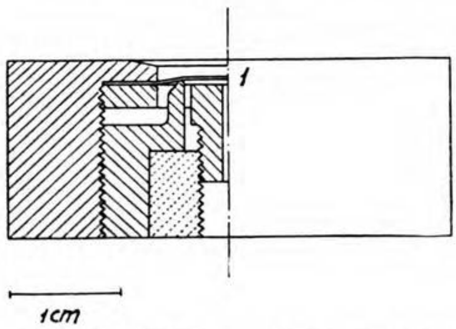


Fig. 3. — Microfono a condensatore per ultrasuoni (tipo piccolo).
1. Membrana.

adoperati (ma si sono anche eseguite determinazioni con membrane di 5 e di 2,5 micron di spessore).

La membrana viene tesa al massimo; per ottenere una buona sensibilità « elettrica » e nello stesso tempo per aumentare il decremento si sono avvicinati fra loro gli elettrodi quanto più è possibile.

Bisogna infatti notare che lo strato molto sottile d'aria, posto fra i due elettrodi, agisce come un cuscinetto elastico: esso accresce così il termine s e quindi anche la frequenza di risonanza.

Notevole importanza ha ancora la forma dell'elettrodo fisso: per i microfoni di dimensioni non estremamente ridotte, si è constatato sperimentalmente il vantaggio di adottare un elettrodo con molti fori (per diminuire le perdite per attrito del cuscinetto d'aria fra i due

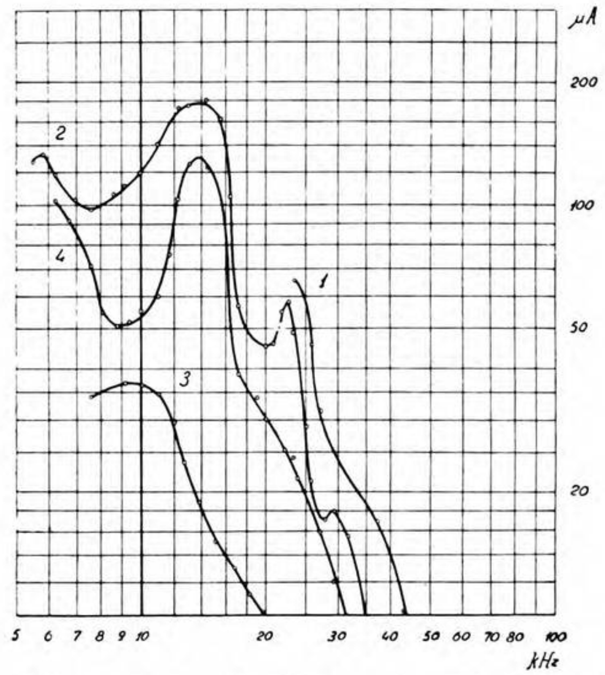


Fig. 4. — Taratura del microfono a condensatore, tipo medio.
1. Elettrodo con molti fori. - 2. Elettrodo con un foro. - 3. Elettrodo senza fori. - 4. Membrana forata al centro ed elettrodo con molti fori.

elettrodi). Invece, per il tipo più piccolo, si sono ottenuti migliori risultati con un elettrodo massiccio, avente soltanto un piccolo foro centrale.

Nelle fig. 2 e 3 sono disegnati i due microfoni, medio e piccolo; nel secondo si è avuta cura di evitare la cavità (in forma di breve tratto tubolare) davanti alla membrana, per eliminare dannosi effetti di risonanza.

In fig. 4 viene riportata una serie di curve di taratura eseguite sul microfono medio; precisamente si sono segnate le determinazioni con diversi tipi di elettrodi: elettrodo massiccio senza fori,

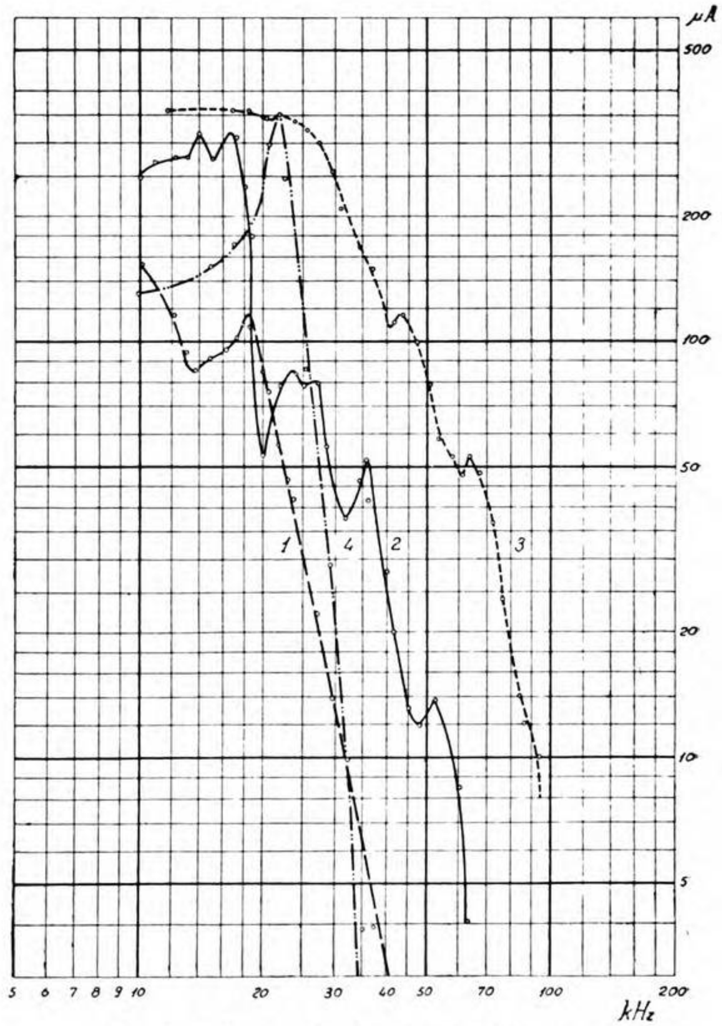


Fig. 5. — Taratura di microfoni a condensatore a frequenze ultraacustiche.

1. Microfono di Wente. - 2. Microfono medio. - 3. Microfono piccolo. - 4. Microfono piccolo con membrana di 20 micron.

elettrodo massiccio con un foro centrale, ed elettrodo con numerosi fori.

La frequenza di risonanza per le curve 2 e 4 di fig. 4 è di circa 14.000 hertz, e si può ancora eseguire una misura di ultrasuono su 35.000 hertz; naturalmente occorre sfruttare la parte discendente

della curva di risonanza, cercando di egualizzare il suo andamento con una opportuna costruzione dell'amplificatore a bassa frequenza, che, entro determinati limiti, dovrà avere un guadagno proporzionale alla frequenza.

Si notano nella curva altri massimi secondari, i quali sono dovuti a frequenze di vibrazione propria della membrana più alte della

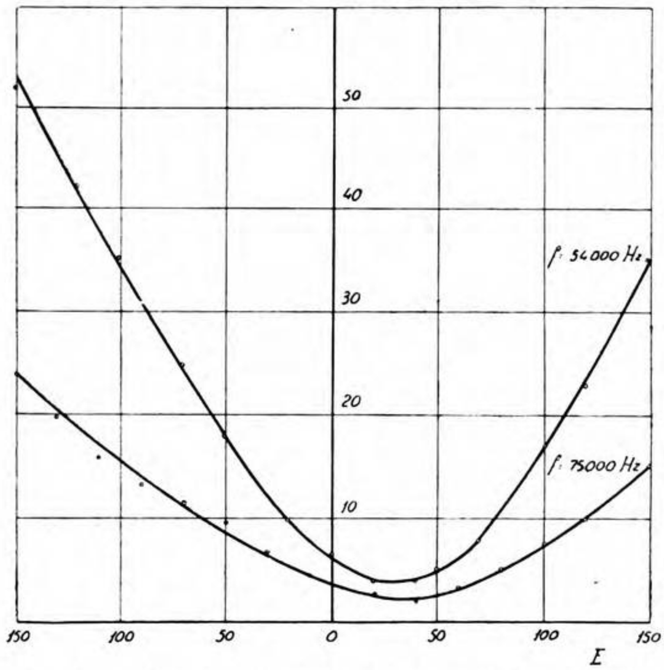


Fig. 6. — Risposta del microfono in funzione della tensione di polarizzazione, ed effetto di tensioni indotte da accoppiamenti parassiti.

fondamentale; si è infatti constatato che tali massimi scompaiono, se si fora la membrana nel centro, cioè se si impedisce la formazione di linee nodali radiali.

In fig. 5 sono riportate le curve di taratura di quattro microfoni, cioè di un ordinario microfono a condensatore di Wente, di un microfono medio del tipo di fig. 2 con membrana di 10 micron, di un microfono piccolo del tipo di fig. 3 con membrana di 10 e di 20 micron.

Nel caso delle esperienze col metodo descritto deve annettersi notevole importanza alle prove e alle verifiche, che si dimostrano necessarie (specialmente per le frequenze più elevate di alimentazione) allo scopo di separare, nelle letture ottenute allo strumento

finale, quanto è dovuto all'effettivo movimento della membrana e quanto invece vi giunge per effetto di accoppiamenti elettrici (induttivi e capacitivi). Normalmente si eseguono due verifiche: prima si sostituisce al microfono un condensatore di egual capacità e si constata così l'effetto dovuto al solo movimento; in secondo luogo si rileva una curva di risposta ottenuta a frequenza costante, ma variando la tensione di polarizzazione al microfono. Con opportune correzioni si possono così eliminare le cause di errore (9). In fig. 6 sono riportati due di tali diagrammi: si è constatato che, operando con l'apparecchiatura adottata e a frequenza superiore ai 50.000 hertz, occorre apportare adeguate correzioni ai risultati delle misure per depurarli dagli errori dovuti a questo motivo.

Tenendo conto delle opportune cautele, l'esperienza ha dunque dimostrato la possibilità di costruire ed usare microfoni a condensatore, atti a rispondere in modo continuo ed efficiente entro un vasto intervallo di frequenze ultraacustiche. Ripetendo più volte la taratura si constata una certa stabilità nei risultati, ma per misure di precisione, almeno con i tipi qui provati, è conveniente eseguire la taratura prima e dopo le determinazioni. Resta ancora il problema della « egualizzazione », sul quale si fa riserva di tornare in occasione di ulteriori ricerche. Si può intanto riferire su misure eseguite per mezzo dei nuovi microfoni ed accennare alle loro possibili applicazioni.

3. - Applicazioni.

Come prima applicazione del microfono a condensatore per alta frequenza, si sono eseguite alcune determinazioni su un fischio di Galton.

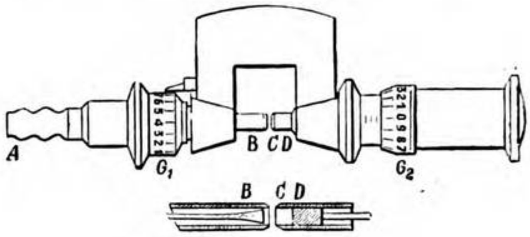


Fig. 7. — Fischio di Galton.

Il funzionamento del fischio è il seguente (fig. 7): *C D* è un tubo aperto ad un estremo e chiuso all'altro per mezzo di un pistone mobile; il tubo forma così un risonatore, di cui si può variare la lunghezza mediante la vite micrometrica G_2. Da *A* giunge un getto d'aria, che, attraverso l'imboccatura ad anello *B*, investe le labbra del risonatore e pone in vibrazione l'aria in esso contenuta. Mediante la vite micrometrica G_1 si varia la distanza fra *B* e l'imboccatura del risonatore.

La frequenza del suono emessa dal fischio di Galton è funzione della pressione del soffio d'aria e della lunghezza *l* (in mm) del riso-

natore. Si suole usare la formula:

$$\lambda = 4\,l + k$$

ove λ è la lunghezza d'onda (in mm) del suono emesso e k è un fattore correttivo, funzione della pressione. Per i normali fischi di Galton, costruiti dalla ditta Edelmann, si ha:

per una pressione di	30 cm d'acqua	$k = 7{,}3$ mm
» » »	» 70 cm »	$k = 6{,}2$ mm
» » »	» 400 cm »	$k = 4{,}7$ mm;

al crescere della pressione cresce quindi la frequenza del suono generato.

In quanto alla distanza tra l'imboccatura di uscita e quella del generatore, si danno i seguenti valori, che permettono un buon funzionamento dell'apparecchio: 0,7 mm per lunghezze di risonatore fra 2 e 3,5 mm, 1 mm per l fra 4 e 10 mm, 1,5 mm per l maggiore di 10 mm.

Se si tien anche conto della temperatura t^o, la frequenza emessa dal fischio si può ritenere data da:

$$f = \frac{331.800}{4\,l + k} \sqrt{1 + 0{,}00367 \cdot t^o} \text{ hertz.}$$

Per una data pressione, a temperatura 0°, la frequenza limite emessa per $l = 0$ sarebbe quindi $f = 331.800/k$ hertz. Si ha cioè, coi dati sopra riportati, per una pressione di 70 cm di acqua una frequenza limite di 53.516 hertz, mentre con una pressione di 400 cm di acqua la frequenza limite sarebbe di 70.600 hertz. Effettivamente non si può scendere sotto determinati valori di l per poter avere ancora un suono di una certa intensità, e in pratica si possono ottenere ultrasuoni fino a 50.000 hertz.

Il fischio di Galton trova normale applicazione nella determinazione della più alta frequenza udibile dall'orecchio umano; la taratura viene eseguita col metodo del tubo di Kundt, ossia delle onde stazionarie. Non ho notizia di misure di intensità effettuate sui suoni così prodotti.

Le determinazioni sono state eseguite alimentando il fischio a pressione costante, per mezzo di una pompa a stantuffo. La pressione è «livellata» mediante un sistema filtrante composto di due palloni riuniti fra loro da un tubo di piccolo diametro: si ottiene così una pressione continua, senza pulsazioni, che permette di conseguire una buona regolarità ed uniformità nei risultati.

Si è determinata dapprima l'intensità del suono emesso in funzione della frequenza; quest'ultima viene misurata a parte con un ondametro applicato alla corrente di uscita del sistema amplificatore del microfono. In fig. 8 vengono riportati il diagramma di taratura del microfono a condensatore e quello della intensità del suono emesso dal fischio, misurata allo stesso microfono. Si può constatare come le curve abbiano andamento analogo e quindi, in un vasto campo di frequenze,

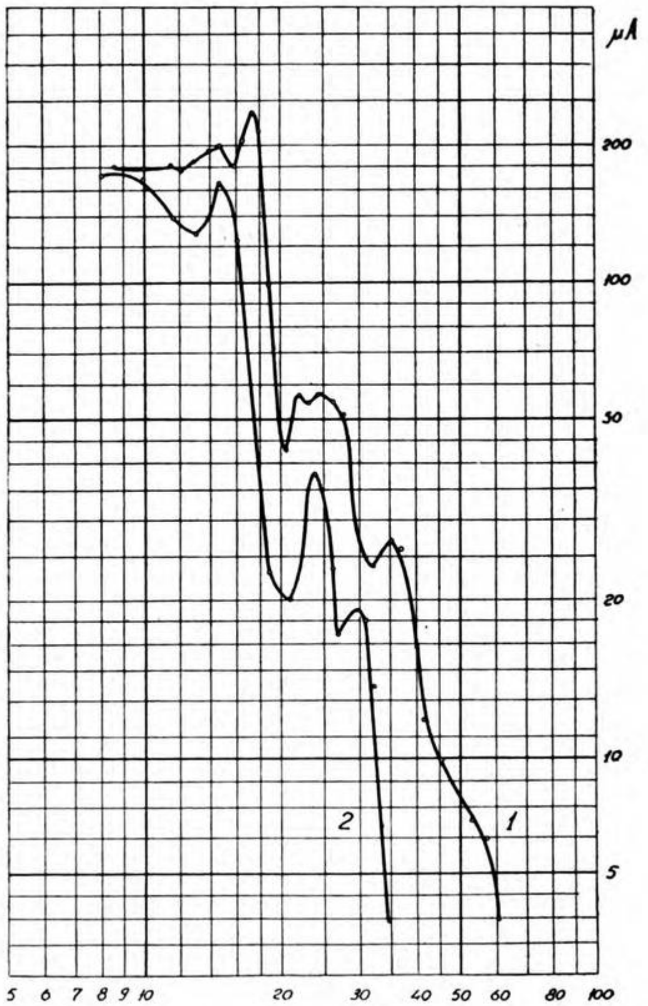


Fig. 8. — Intensità del suono emesso da un fischio di Galton (ascisse in kHz).

1. Taratura del microfono. - 2. Taratura del fischio col microfono.

il fischio di Galton si possa considerare come un generatore ad intensità costante.

In fig. 9 è stato tracciato il diagramma sperimentale della lunghezza d'onda in funzione della lunghezza del risonatore; diagramma che può confrontarsi con la curva di taratura data dalla ditta costrut-

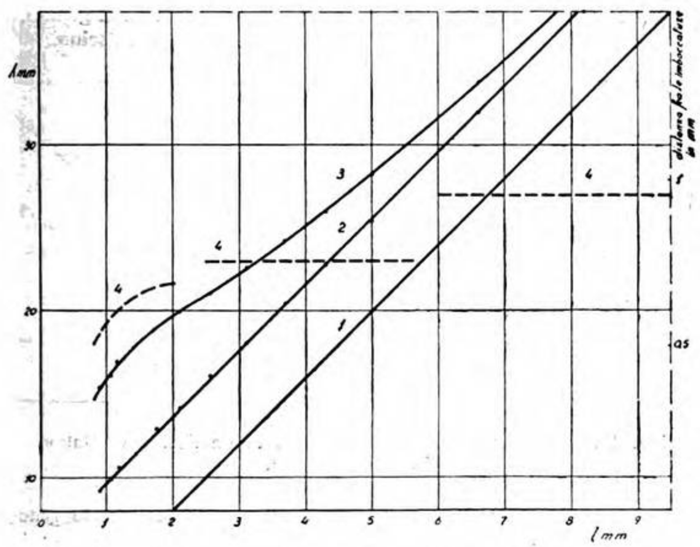


Fig. 9. — Lunghezza d'onda emessa da un fischio di Galton in funzione della lunghezza del risonatore.

1. $\lambda = 4\,l$. - 2. Taratura eseguita a 3 cm di Hg. - 3. Taratura della ditta costruttrice. - 4. Distanza fra le imboccature.

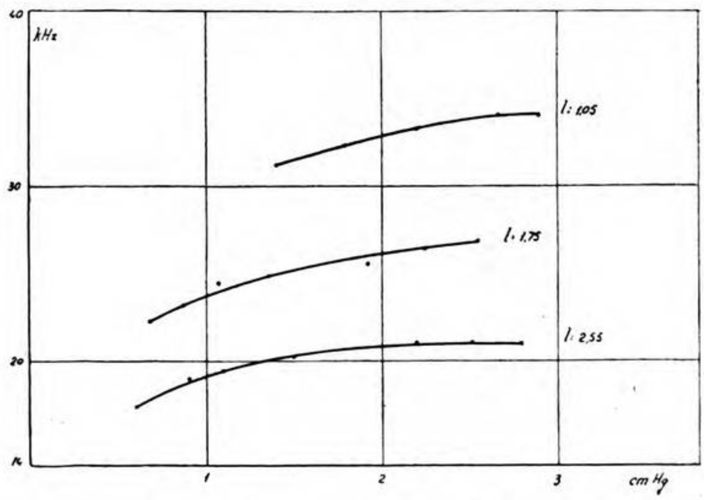


Fig. 10. — Frequenza emessa da un fischio di Galton in funzione della pressione di alimentazione.

trice (taratura eseguita generando la pressione con una pera di gomma). Sono altresì indicate le distanze fra le due imboccature del fischio.

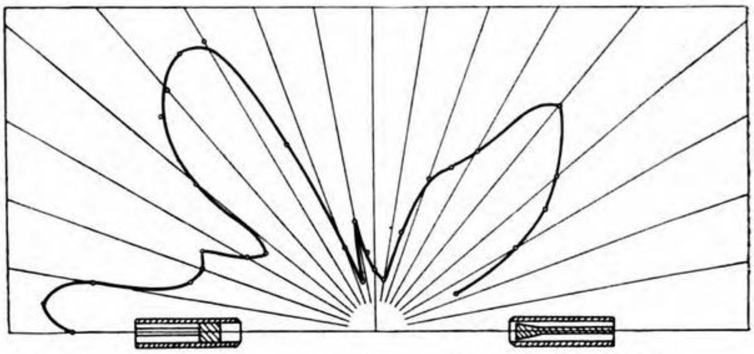


Fig. 11. — Diagramma di irraggiamento di un fischio di Galton (f = 20.000 hertz).

Si sono poi rilevati i diagrammi della frequenza del suono generato in funzione della pressione di alimentazione; si può constatare da essi (fig. 10) come la frequenza tenda a mantenersi costante per ele-

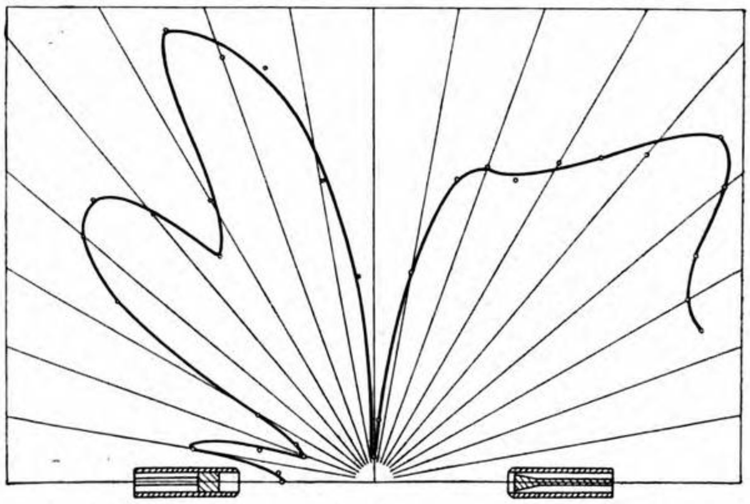


Fig. 12. — Diagramma di irraggiamento di un fischio di Galton (f = 30.000 hertz).

vate pressioni. Da questi diagrammi si può anche ricavare una legge di carattere empirico per la determinazione del termine k, il quale è funzione della sola pressione.

Nelle fig. 11, 12, 13 sono tracciati i diagrammi di distribuzione polare dell'intensità sonora per frequenze diverse. Si rileva l'esistenza di uno spiccato minimo di emissione in direzione normale al soffio e due zone di massimo, più o meno nette, a circa 45° da tale direzione. Si può avere così un criterio per la costruzione di opportuni riflettori che permettano di convogliare tutta l'energia sonora verso determinate direzioni.

Si deve tuttavia notare, che l'andamento di questi diagrammi viene influenzato dalla presenza del microfono nel campo sonoro, con conseguente deformazione del campo stesso per effetto di diffrazione e di

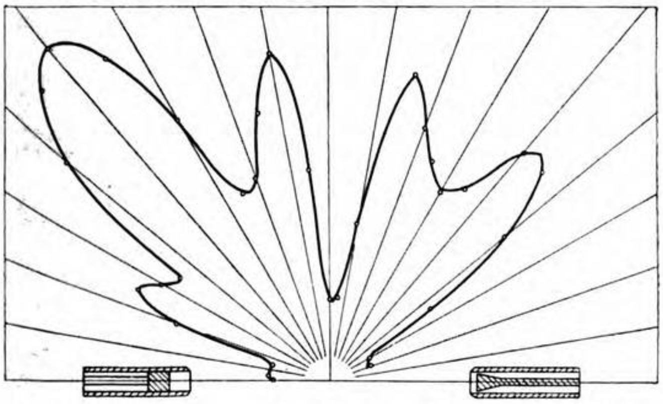


Fig. 13. — Diagramma di irraggiamento di un fischio di Galton (f = 40.000 hertz).

interferenza per onde stazionarie; ma, se il microfono è tenuto sufficientemente lontano dalla sorgente e se le sue dimensioni non sono troppo grandi, queste cause di errore possono avere importanza secondaria.

Si è eseguita una seconda serie di determinazioni su un microfono a condensatore (di diametro medio) usato come telefono elettrostatico, adoperando come rivelatore il microfono a condensatore di tipo piccolo.

Per varie frequenze si sono rilevati i diagrammi polari di irraggiamento (fig. 14, 15, 16); si può constatare la proprietà di irraggiamento direzionale di tale apparecchio, proprietà tanto più accentuata quanto più piccolo è il rapporto della lunghezza d'onda del suono emesso al diametro della membrana.

I diagrammi sono stati ottenuti tenendo il microfono sufficientemente lontano dal telefono per evitare gli effetti dovuti ad onde stazionarie: quando non si prenda questa precauzione e non si abbiano perfette condizioni di simmetria, si ottengono diagrammi del tipo di quello di fig. 17, le cui deformazioni sono dovute alle onde stazionarie fra telefono e microfono. S'intende che così in queste figure, come

nelle seguenti, compaiono come coordinate quantità proporzionali all'effettivo spostamento della membrana e sono in realtà le letture eseguite sullo strumento finale dello schema di fig. 1.

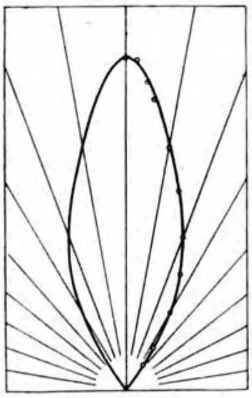


Fig. 14. — Diagramma di irraggiamento di un telefono a condensatore (f = 15.000 hertz).

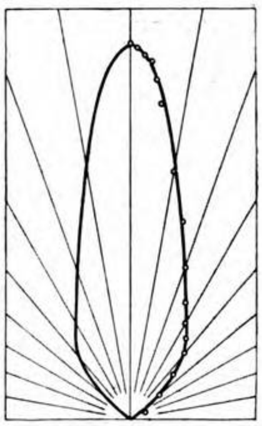


Fig. 15. — Diagramma di irraggiamento di un telefono a condensatore (f = 25.000 hertz).

In fig. 18 sono segnati i diagrammi di intensità rilevati variando la distanza fra telefono e microfono: i massimi e minimi sono dovuti

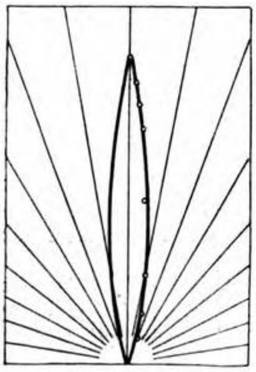


Fig. 16. — Diagramma di irraggiamento di un telefono a condensatore (f = 36.000 hertz).

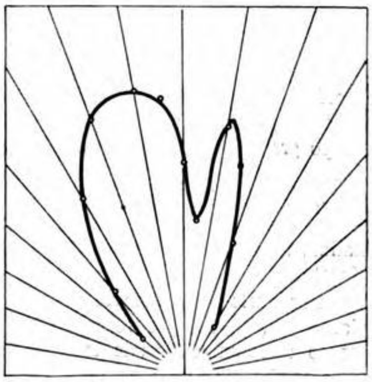


Fig. 17. — Effetto delle onde stazionarie sul rilievo di diagrammi di irraggiamento.

all'effetto di onde stazionarie che si creano fra ricevitore e generatore; l'effetto di tali onde viene anche risentito dal generatore, il quale deve lavorare su impedenze acustiche diverse.

Questo fatto viene messo in evidenza nel diagramma di fig. 19. Come generatore è stato usato un piccolo microfono a condensatore polarizzato: mediante il dispositivo ad alta frequenza si determina lo spostamento della lamina, quando di fronte ad essa, a varie distanze, viene posto uno schermo piano, metallico, che si può ritenere perfettamente riflettente. Si constata così un effetto del tutto analogo alle variazioni di impedenza, che presenta un telefono magnetico, quando viene accoppiato ad un risonatore di lunghezza variabile (10).

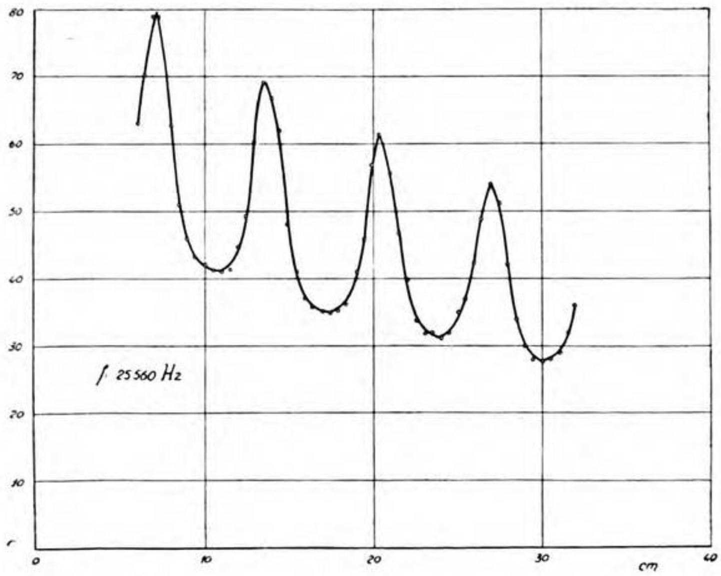


Fig. 18. — Onde stazionarie fra telefono e microfono a condensatore.

Si intravede quindi la possibilità di studiare con questo dispositivo le proprietà assorbenti e riflettenti di un dato materiale, ricorrendo a metodi analoghi a quelli ben noti di Taylor e Wente basati su misure con onde stazionarie (11). Se si pensa poi alle proprietà direttive del telefono elettrostatico ad alta frequenza, si può comprendere come queste misure si possano eseguire, ottenendo buona approssimazione, senza ricorrere a fenomeni di propagazione del suono lungo tubi, ma semplicemente disponendo il materiale in esame a varie distanze dal generatore con la superficie parallela a quella della membrana vibrante.

Le misure dei parametri di assorbimento e di riflessione per frequenze ultraacustiche possono presentare, fra l'altro, notevole interesse per lo studio della struttura dei diversi materiali e per la determinazione della loro porosità.

4. - Conclusioni.

I piccoli microfoni a condensatore descritti in questa nota possono riuscire utili per un certo numero di ricerche.

Come schema di utilizzazione può adottarsi sia il circuito a bassa frequenza di Wente, sia il circuito ad alta frequenza di Riegger. Il primo pare più semplice e costante e, a pari numero di triodi, più sensibile. Tuttavia, molto probabilmente, per misure di precisione conviene adottare il dispositivo di taratura completo per rendere possibile il controllo continuo della curva di risposta del microfono. E' poi conveniente correggere elettricamente la curva di taratura propria del

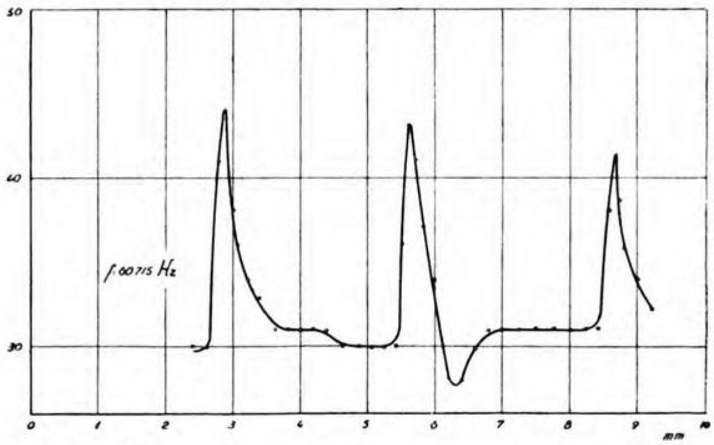


Fig. 19. — Reazione su un telefono a condensatore per effetto di onde stazionarie prodotte per riflessione su una superficie piana.

microfono: bisogna cioè che il complesso microfono-circuiti di amplificazione abbia una risposta sensibilmente costante entro un determinato campo di frequenze.

Date le sue piccole dimensioni, il microfono può essere utilmente adoperato anche per lo studio di particolari campi sonori nella gamma acustica, poichè si possono attenuare i fenomeni di diffrazione prodotti da microfoni a dimensioni maggiori.

Con un complesso microfono-amplificatori, corretto con reti di antidistorsione, si possono estendere al campo ultrasonoro, tra 20.000 e 80.000 hertz, le ricerche, che già si eseguiscono normalmente nel campo delle frequenze acustiche.

Col dispositivo descritto e con un tubo a raggi catodici si potranno rilevare oscillogrammi di onde sonore ed ultrasonore comunque complesse. Alcuni casi paiono particolarmente interessanti. Tale è ad esempio l'esame della forma d'onda prodotta dai generatori meccanici: fischio di Galton e pulsatore di Hartmann. Le oscillazioni emesse da tali apparati sono di tipo misto a rilasciamento ed elasti-

che; dalla forma d'onda si può avere un indice della preponderanza dell'una o dell'altra forma.

Si potranno inoltre eseguire indagini sperimentali sulle condizioni della formazione di vortici in getti d'aria a velocità superiore a quella del suono.

Si potrà rilevare l'andamento di onde di pressione di durata molto breve, come ad esempio quelle prodotte da scintille singole (della durata di circa 30 o 40 microsecondi) determinando fenomeni rilevati soltanto, finora, con il metodo interferometrico, di difficile e complessa esecuzione.

Con i microfoni per ultrasuoni si può anche attuare, mediante il dispositivo a battimenti di Grützmacher (12), l'analisi spettrale nel campo delle frequenze ultraacustiche.

Numerosi strumenti musicali (ad esempio il triangolo) generano suoni con componenti ultrasonore, che potrà essere interessante rilevare; ma sovratutto importante appare il problema dei rumori generati per attrito e strofinio di due materiali fra loro, rumori che hanno numerose componenti ultrasonore.

Si potranno ancora studiare le vibrazioni smorzate di piccole sbarre metalliche, sfere e corpi di forma varia, e ricavarne dati per lo studio della viscosità interna del materiale, studi che il Boyle (5) ha iniziato, ricorrendo a microfoni a carbone per ultrasuoni, i quali dovevano essere sintonizzati per poter ottenere una certa sensibilità nelle misure.

Anche nel campo fisiologico e biologico si offriranno possibilità di alcune applicazioni: così il telefono a condensatore è un apparecchio certamente migliore del fischio di Galton (che viene normalmente usato) per determinare le frequenze di soglia dell'udito. E si potrà ricercare, se alcuni animali (come ad esempio i grilli) emettono ultrasuoni, il che per ragioni di struttura anatomica è da ritenersi probabile.

Con gli ultrasuoni si possono riprodurre tutti i fenomeni caratteristici di natura vibratoria, che si presentano nel campo ottico: fenomeni cioè di riflessione, interferenza, rifrazione, diffrazione e via dicendo, difficili a prodursi (per via delle dimensioni) con onde di frequenza acustica. Si possono così effettuare rilievi, ad esempio, sulle velocità di gruppo di treni d'onda ed eseguire analisi di suoni complessi modulati con l'aiuto di reticoli di diffrazione a fili, ripetendo nel campo acustico le esperienze di Rowland di analisi spettrale con reticoli di diffrazione.

Lo studio di ultrasuoni modulati a frequenza acustica dà pure luogo a interessanti constatazioni, fra cui il fatto che questi suoni sono percepiti direttamente dall'orecchio, il quale dà così prova di funzionare in certo qual modo da raddrizzatore.

Si è già accennato alla possibilità di studio, per mezzo di onde stazionarie, delle proprietà assorbenti e riflettenti dei materiali. Si può ancora pensare all'utilizzazione dei telefoni e dei microfoni per ultrasuoni nello studio di alcune proprietà acustiche di determinati ambienti, operando su piccoli modelli, ossia riducendo le lunghezze d'onda nello stesso rapporto di riduzione lineare del modello, così da

poter constatare e prevedere l'esistenza di echi e di interferenze. (Si noti tuttavia, che il metodo non si adatta immediatamente alla previsione dei tempi di riverberazione).

Infine gli apparecchi descritti possono essere utili per tarature e controlli su trasmettitori e ricevitori piezoelettrici ed a magnetostrizione, tenuto conto che del telefono e del microfono a condensatore si ha la possibilità di eseguire con mezzi relativamente semplici una taratura assoluta.

Si può infine ricordare come, per determinate ricerche, possa riuscire agevole ed assai vantaggioso usare un microfono per ultrasuoni ricorrendo ad una rivelazione per battimenti, ossia facendo interferire con la corrente emessa dal microfono una corrente di frequenza tale da generare toni differenziali nel campo delle frequenze acustiche, i quali vengono messi in evidenza per raddrizzamento. E' così reso possibile un « ascolto » di ultrasuoni, col vantaggio di una sensibilità senza confronto maggiore di quella che si può avere con i circuiti normalmente utilizzati.

L'A ringrazia il dott. Meyer e il prof. Vallauri per l'interessamento preso al presente lavoro.

CITAZIONI BIBLIOGRAFICHE

(1) J. Sc. Instr., 1927, IV, p. 101.
(2) Z. S. f. Phys., 1923, XII, p. 375.
(3) A. F., 1932, I, p. 357.
(4) A. B. Wood: A text book of sound - G. Bell, London, 1930, p. 402.
(5) Trans. Roy. Soc. Canada, 1922, XVI, p. 293.
(6) Nature, 1929, CXXIII, p. 733.
(7) E. N. T., 1927, IV, p. 86.
(8) A. F., 1932, I, p. 16.
(9) L'Elettrot., 1931, XVIII, p. 755.
(10) A. F., 1932, I, p. 331.
(11) Bell S. T. J., 1928, VII, p. 1.
(12) Z. S. f. techn. Phys., 1929, X, p. 570.

Berlin, febbraio 1933-XI.
Heinrich-Hertz-Institut für Schwingungsforschung.

SULLA RESISTENZA EQUIVALENTE DI ENTRATA DI UN TRIODO DEMODULATORE PER GRIGLIA

ENRICO SEVERINI

Un tubo demodulatore « per griglia » determina, nel circuito oscillatorio che lo precede, una perdita di energia, la cui conoscenza ha grande importanza, perchè da essa dipendono alcune caratteristiche essenziali del circuito stesso. La perdita causata dal tubo si valuta mediante una « resistenza equivalente di entrata ».

Per il calcolo di questa resistenza sono state dedotte da altri autori alcune formule che, sottoposte qui ad una verifica sperimentale, non hanno avuto soddisfacente conferma.

Si descrivono l'apparecchiatura e il metodo di misura adottati per la determinazione della resistenza equivalente, e, in base ai risultati ottenuti, si mettono in evidenza gli elementi che, trascurati dalle formule, esercitano invece notevole influenza. Si accenna infine ai criteri, cui debbono informarsi i progettisti di apparecchi radio riceventi nel calcolo del circuito oscillatorio precedente il tubo demodulatore.

1. — Nel progetto degli apparati radioriceventi è di principale interesse la conoscenza delle perdite nei circuiti oscillatori, al cui valore sono legati il coefficiente di risonanza ($\epsilon = \omega L/R$) e la resistenza equivalente ($R_e = \omega^2 L^2/R = \epsilon \cdot \omega L$), dati fondamentali per il calcolo dell'amplificazione e della selettività del ricevitore.

Facile è valutare tali dati sperimentali per i circuiti oscillatori degli stadi amplificatori, mediante la misura di R_e da eseguirsi con un circuito a resistenza negativa (dinatron), o attraverso il rilievo della curva di risonanza e conseguente calcolo di ϵ. Non altrettanto facile è invece la misura di quei dati, quando si tratti del circuito precedente il tubo demodulatore, se questo è del tipo a rettificazione « per griglia », oppure a diodo. In tal caso infatti le perdite, prodotte nel circuito dalla conduttanza elettronica griglia-catodo del tubo, non sono funzione quadratica della tensione alternata a radiofrequenza, applicata alla griglia; non sono quindi più validi i sistemi di misura sopra ricordati, che non permettono di regolare la tensione, ai capi del circuito oscillatorio, al valore che si prevede essa avrà nel funzionamento effettivo [1]; ed occorre impiegarne altri meno semplici e più delicati.

---

[1] Invero la misura mediante dinatron si basa sulla riduzione a zero delle oscillazioni, che si consegue quando la resistenza equivalente del circuito oscillatorio diventa uguale in valore assoluto a quella interna negativa del tubo; essa fornisce quindi il valore limite di resi-

Si presenta quindi l'opportunità, nella pratica, di studiare dapprima il comportamento del circuito oscillatorio di per se stesso, e poi l'effetto prodotto dal collegamento col tubo demodulatore, valendosi del concetto di *resistenza equivalente di entrata* del tubo: definendo con tal nome, per ogni valore di tensione oscillatoria, quel valore di resistenza ohmica che, derivata sul circuito oscillatorio in luogo del tubo, produce le medesime perdite prima provocate da questo.

Il calcolo della resistenza equivalente di entrata del tubo demodulatore « per griglia » è stato oggetto di studio da parte di Terman e Morgan ([2]) e successivamente di Nelson ([3]), i quali sono, per via analitica, pervenuti a formule diverse, che dovrebbero permettere di ricavare la resistenza equivalente di entrata, in funzione della tensione oscillatoria e della resistenza R di dispersione del circuito di griglia ed in base alle « caratteristiche dinamiche di griglia » del tubo adoperato. Queste ultime sono un'estensione delle caratteristiche statiche di griglia e vengono tracciate portando i valori della corrente media di griglia I_c in funzione della tensione di polarizzazione E_c, quando a questa sia sovrapposta una tensione alternata E_a, i cui valori sono parametro delle varie curve, riferite ad una determinata tensione anodica.

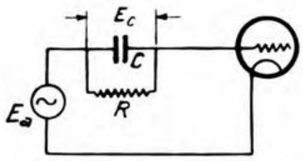


Fig. 1. — Schema di rettificazione « per griglia ».

Nell'ipotesi che lo spazio griglia-catodo si comporti come un rettificatore perfetto (cioè presenti resistenza nulla per le alternanze positive e infinita per le alternanze negative) e per una R tale che la costante di tempo $R\,C$ sia molto più grande del periodo, ai capi della resistenza R (fig. 1) si localizzerebbe una tensione continua E_c (quindi la griglia assumerebbe rispetto al catodo un potenziale medio negativo) uguale all'ampiezza della tensione alternata E_a applicata: $E_c = \sqrt{2}\,E_a$. In tal caso, non essendovi perdite nello spazio griglia-catodo (la cui resistenza è 0 oppure ∞), ma solo nella resistenza R,

stenza equivalente per tensione zero. D'altra parte la determinazione di ϵ in base alla curva di risonanza riuscirebbe in questo caso molto laboriosa, perchè, dopo aver tracciata la curva stessa nelle condizioni di lavoro, cioè con tubo demodulatore in funzione, ci troveremmo nell'impossibilità di dedurne la ϵ con i metodi usuali, per la sensibile differenza di andamento della curva rispetto a quello di una curva di risonanza normale.

([2]) F. E. TERMAN e N. R. MORGAN: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 2160.

([3]) I. R. NELSON: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 989.

chiamata R_e la resistenza equivalente del complesso, il bilancio delle energie ci fa scrivere:

$$E_c^2/R = E_a^2/R_e, \quad [1]$$

da cui:

$$R_e = R/2. \quad [2]$$

Senonchè l'ipotesi fatta, se è molto verosimile per tensioni alternate superiori a qualche decina di volt, non è accettabile per valori inferiori a qualche volt, quali si hanno all'entrata del tubo demodulatore nei radioricevitori. Le correzioni, che in questo caso occorre portare alla R_e, sono due:

una in più dovuta alla imperfezione della rettificazione, per effetto di che E_c risulta minore di $\sqrt{2}\, E_a$, ed è espressa dal fattore $2\,E_a^2/E_c^2$, ottenuto dalla stessa [1] per $E_c \neq \sqrt{2}\, E_a$;

una in meno dovuta alle perdite nello spazio griglia-catodo, ed espressa da un fattore minore di 1. Infatti, chiamando P dette perdite, abbiamo:

$$\frac{E_a^2}{R_e} = \frac{E_c^2}{R} + P.$$

Da questa uguaglianza si ricava, se trascuriamo l'imperfezione della rettificazione (se poniamo cioè $E_c = \sqrt{2}\, E_a$):

$$R_e = \left(\frac{2\,E_a^2}{2\,E_a^2 + P\,R} \right) \frac{R}{2} = K \frac{R}{2}, \text{ essendo } K < 1.$$

Entrambe queste correzioni diminuiscono di entità con l'aumentare della tensione alternativa di griglia E_a; la prima perchè all'aumentare di E_a aumenta il rendimento della rettificazione, ciò che si può desumere dalle fig. 7 e 8, riportate più avanti; la seconda, perchè con l'aumentare della tensione alternativa cresce la corrente di griglia, cioè cresce anche la tensione base negativa di polarizzazione, e diminuisce quindi la frazione di periodo durante la quale passa corrente di griglia, ciò che ha per effetto di rendere maggiore la resistenza interna media griglia-catodo.

Queste correzioni hanno entità variabile dipendentemente dai valori di R, di E_a e dalle caratteristiche statiche di griglia del tubo; e non sono di facile calcolo, la seconda particolarmente.

Terman e Morgan ne tengono conto complessivamente in modo approssimato calcolando R_e con la relazione:

$$R_e = \frac{R}{2} \left(\sqrt{2} \frac{E_a}{E_c} \right),$$

che si può scrivere:

$$R_e = R/(2 \cos \vartheta), \quad [3]$$

ove 2ϑ è l'angolo:

$$\frac{2\pi\,\overline{A\,B}}{\overline{C\,D}} \quad \text{(fig. 2)},$$

a cui corrisponde la porzione di periodo durante la quale passa corrente nello spazio griglia-catodo.

Nelson invece propone per la R_e l'espressione:

$$R_e = R/(2\cos^2\vartheta), \tag{4}$$

la quale tiene conto solo della correzione per insufficienza di rettificazione. Nelson stesso nella sua nota ha fatto un confronto tra i valori di R_e, che si ricavano da queste due formule e da una terza, precedentemente proposta da Colebrook $\left[R_e = \pi/(k\,[\vartheta - \cos\vartheta\,\mathrm{sen}\,\vartheta]),\right.$ essendo k la pendenza delle caratteristiche statiche di griglia, supposte rettilinee $\left.\right]$. Egli riporta in diagramma i valori della resi-

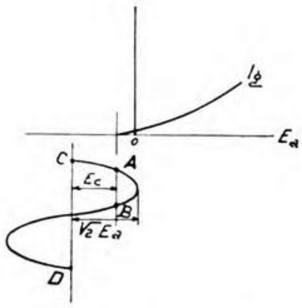


Fig. 2. — Tensione continua e tensione alternata di griglia in funzione del raddrizzamento « non ideale ».

stenza R_e in funzione della componente efficace di tensione alternata V_e, che agisce sulla griglia, per diversi valori di R (fig. 3). Il triodo, a cui si riferiscono i diagrammi, è un ER 227.

In considerazione della scarsa concordanza fra i valori numerici ottenuti dalle varie formule e sopratutto della poco palese e immediata validità delle ammissioni semplificative poste a base delle formule stesse, è parso interessante confrontare i valori calcolati con quelli ricavati da effettive misure di resistenza equivalente. Non si è avuta possibilità di sperimentare sullo stesso tipo di tubo, cui si era riferito il Nelson (ER 227), ma solo su due triodi Philips, uno tipo A 415 con filamento a ossido, ed uno tipo E 424 con catodo riscaldato indirettamente. Ciò non infirma l'attendibilità del confronto, dato che la caratteristica di griglia del tubo E 424 è, a parte una maggiore pendenza, abbastanza simile a quella del tubo ER 227 e, d'altro lato, le curve di R_e ottenute sperimentalmente, hanno un andamento molto diverso da quelle pubblicate dal Nelson, ed in pari

tempo sensibilmente concorde per i due tubi sperimentati, nonostante la notevole diversità delle loro caratteristiche di griglia. Inoltre il calcolo, per ambedue i triodi, dei valori di R_e mediante le due formule citate, ha confermato il disaccordo tra i risultati teorici e quelli sperimentali.

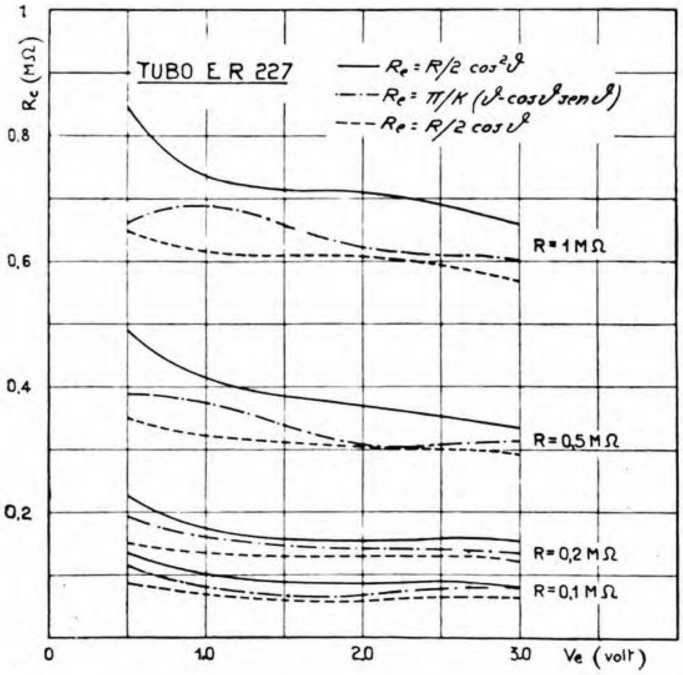


Fig. 3. — Resistenze equivalenti d'entrata di un triodo E R 227 (calcolate).

2. — Per la misura della resistenza equivalente d'entrata del circuito rivelatore si è impiegato un metodo per sostituzione (4).

Tra i capi di un circuito oscillatorio accoppiato ad un opportuno generatore, si sostituisce al tubo demodulatore una conveniente resistenza di elevato valore; le perdite determinate da questa resistenza saranno uguali a quelle determinate dal tubo demodulatore, quando le tensioni agli estremi del circuito oscillatorio, lette con un voltmetro elettronico a valore efficace, saranno uguali in entrambi i casi.

Lo schema del dispositivo di misura è illustrato nella fig. 4.

Il circuito oscillatorio LC è accoppiato induttivamente ad un generatore alimentato dal tubo B 405 e la tensione indottavi viene

(4) M. BOELLA: A. F., 1932, I, p. 221.

regolata variando il grado di accoppiamento. Tra i capi *A* e *B* sono derivati il tubo demodulatore 21 e la resistenza 1, che viene inserita quando il tubo è spento.

Il voltmetro elettronico è costituito dai tubi 22, 23 e 24. Il primo di essi, oltre ad avere funzione di amplificatore, serve come organo di disaccoppiamento fra circuito oscillatorio e voltmetro: serve cioè, data la polarizzazione negativa di griglia, ad impedire l'introduzione di perdite per conto del voltmetro. Poi si ha il tubo 23, diodo retti-

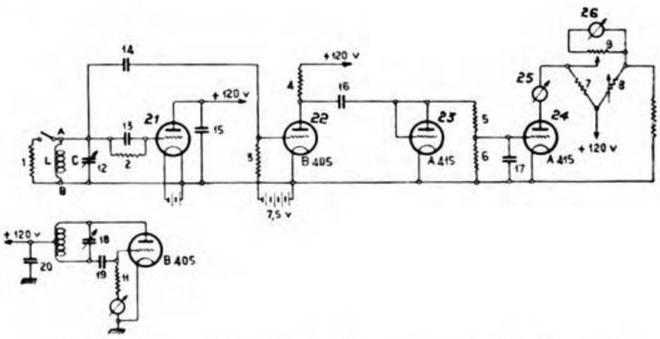


Fig. 4. — Schema elettrico dell'apparecchiatura sperimentale.

1. - Resistenze Karbowid 3a dell'ordine delle resistenze equivalenti di entrata del tubo rettificatore
2. - Karbowid 3b di 0,1, 0,2, 0,5, 1 MΩ successivamente
3. - 1 MΩ
4. - 5000 ohm
5. - 5 MΩ
6. - 5 MΩ o 1 MΩ, secondo la sensibilità desiderata
7. - 100 ohm in filo
8. - 100 ohm in filo
9. - 200 ohm
10. - 10000 ohm (Karbowid 3b)
11. - 10000 ohm (Karbowid 3b)
12. - 500 μμF variabile
13. - 200 μμF a mica
14. - 500 μμF a mica
15. - 1000 μμF a mica
16. - 1000 μμF a mica
17. - 200 μμF a mica
18. - 10000 μμF a mica
19. - 1000 μμF a mica
20. - 0,1 μF a carta
21. - Triodo in prova (A 415 e E 424)
22. - Triodo di accoppiamento (B 405)
23. - Diodo rettificatore (A 415)
24. - Triodo amplificatore di tensione continua (A 415)
25. - Milliamperometro (portata 10 milliampere)
26. - Microamperometro (portata 500 microampere).

ficatore, e il tubo 24, amplificatore di tensione continua, con sensibilità variabile, secondo il rapporto delle resistenze 5 e 6.

Il milliamperometro 25 ($10 \cdot 10^{-3}$ ampere a fondo scala) serve per la taratura del voltmetro elettronico, mentre il microamperometro 26 ($500 \cdot 10^{-6}$ ampere a fondo scala) serve durante l'esperienza, come diremo, per valutare l'entità delle perdite causate dal tubo demodulatore, ed è a sensibilità variabile per mezzo della resistenza 9.

L'esperienza, previa taratura del voltmetro elettronico in funzione della tensione oscillatoria che si stabilisce fra *A* e *B* per opera del generatore separato (taratura eseguita per mezzo della corrente di placca dell'ultimo tubo), procede secondo quest'ordine. Mentre il tubo rettificatore 21 è spento, si induce nel circuito oscillatorio, con

frequenza dell'ordine di 100.000 hertz, una tensione base (i valori efficaci scelti per la tensione sono stati 0,2, 0,5, 1, 2, 3, 5 volt), e si riduce a zero la lettura al microamperometro 26 mediante manovra della resistenza 8 del circuito di compensazione.

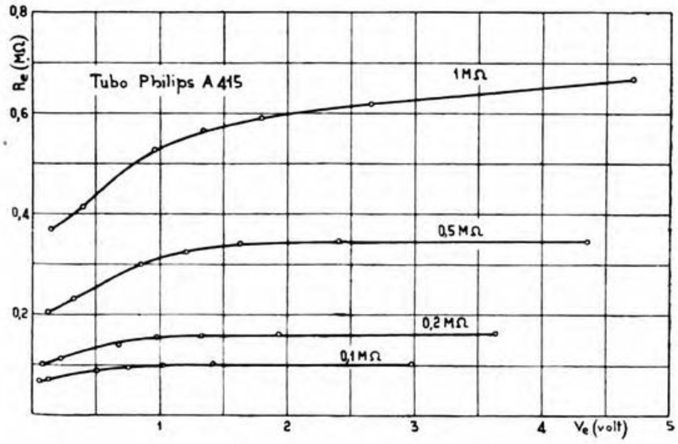


Fig. 5. — Resistenze equivalenti d'entrata di un triodo A 415, ricavate sperimentalmente.

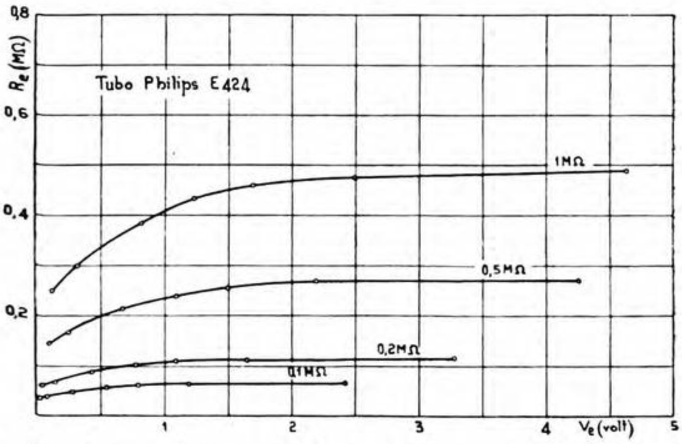


Fig. 6. — Resistenze equivalenti d'entrata di un triodo E 424, ricavate sperimentalmente.

Acceso il tubo rettificatore e dati alla resistenza di griglia (indicata con 2 in figura) i valori prescelti di 1, 0,5, 0,2, 0,1 megaohm, si ricavano dalla tabella di taratura, in funzione della corrente di

placca dell'ultimo tubo, le tensioni ai capi del circuito oscillatorio, e si leggono, per ogni valore della resistenza di griglia, le deviazioni segnate dal microamperometro 26.

In seguito, spento il tubo demodulatore, si derivano fra i capi A e B del circuito oscillatorio varie resistenze atte a far segnare dal microamperometro deviazioni dello stesso ordine di grandezza delle precedenti, alcune in difetto altre in eccesso. Resta perciò facile, per interpolazione, trovare quella resistenza che introduce le stesse perdite del tubo demodulatore.

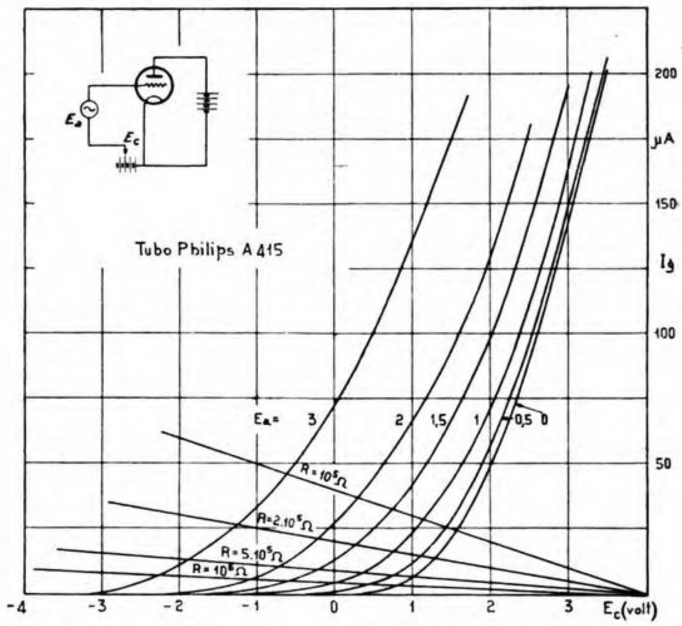


Fig. 7. — Caratteristiche dinamiche di griglia per il triodo A 415.

Giova notare l'opportunità di trasformare i valori delle resistenze nelle rispettive conduttanze, perchè la curva conduttanze-letture sul microamperometro passa per lo zero, ed ha un andamento quasi rettilineo: è quindi facilmente tracciabile con grande vantaggio per l'intrapolazione e per eventuali piccole extrapolazioni.

Così abbiamo, per ogni valore della resistenza 2 di griglia, la tensione ai capi del circuito oscillatorio a tubo demodulatore acceso, e la resistenza di entrata. Allora, prendendo come parametro i quattro valori prestabiliti della resistenza di griglia, si tracciano le curve delle resistenze di entrata in funzione della tensione ai capi del circuito oscillatorio.

3. — I risultati ottenuti sono illustrati in fig. 5 e in fig. 6. Si vede da essi che, con l'aumentare della tensione indotta nel circuito oscillatorio, la resistenza di entrata, da un certo valore di tensione in poi, o continua lentamente a crescere, o si mantiene costante, contrariamente a quanto indicherebbero sia la [3] sia la [4], illustrate dalla fig. 3.

L'andamento di queste curve sperimentali mostra la grande importanza che, per tensioni indotte piccole, viene ad assumere la correzione in meno che bisogna portare al valore teorico $R_e = R/2$.

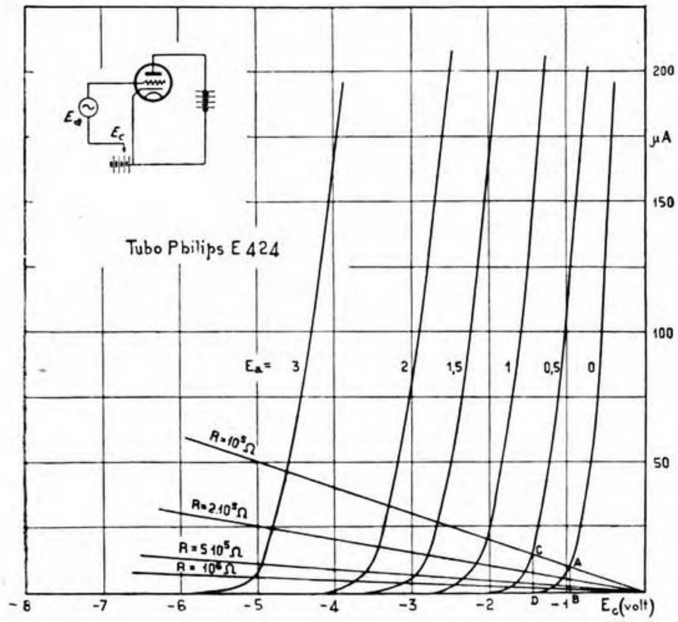


Fig. 8. — Caratteristiche dinamiche di griglia per il triodo E 424.

Essa è così grande da prevalere di molto sulla correzione in più. Le curve desunte dalle formule di Terman e Morgan e di Nelson, che o ne tengono conto solo in parte, o la trascurano del tutto, mostrano perciò, per tensioni indotte piccole, valori di R_e molto superiori ai reali. Per tensioni più forti, le correzioni da apportare hanno un'entità minore, come già detto al § 1, e non c'è più molta differenza tra i valori di R_e ottenuti sperimentalmente e quelli desunti dalle formule.

Confrontando le curve delle fig. 5 e 6, si vede che il tubo A 415 presenta resistenze di entrata superiori a quelle corrispondenti del tubo E 424. Ciò si comprende pensando che l'A 415 ha una caratteristica di griglia meno ripida, cioè una resistenza interna griglia-

catodo maggiore (fig. 7 e 8). Per questo tubo il rendimento della rettificazione è perciò minore. D'altra parte le perdite interne griglia-catodo sono minori; così che due ragioni concomitanti concorrono a rendere la resistenza di entrata dell'A 415 maggiore di quella dell'E 424.

Le fig. 7 e 8 rappresentano le caratteristiche dinamiche di griglia quali sono state definite nel § 1. Esse riescono utili per lo studio

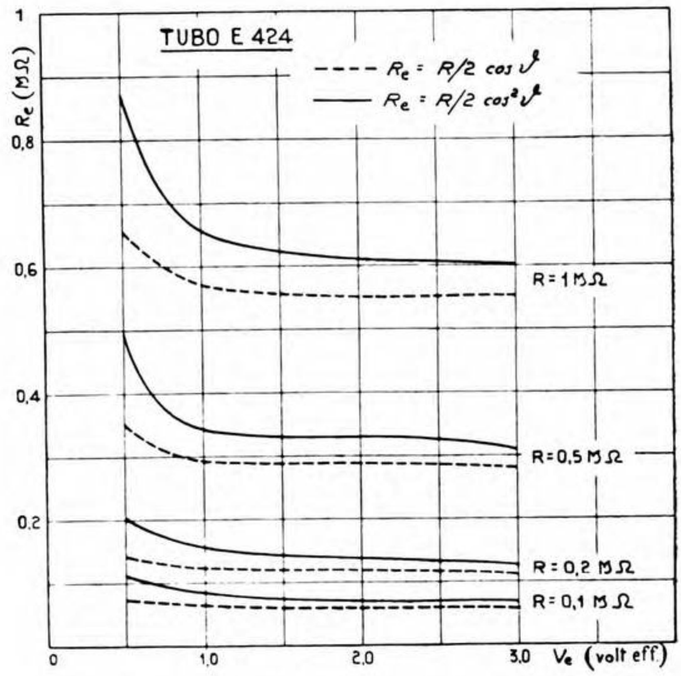


Fig. 9. — Resistenze equivalenti d'entrata per un triodo E 424, calcolate.

della rettificazione. Riferendoci alla fig. 8 e per $R = 100.000$ ohm, $\overline{AB}$ è il valore della corrente di griglia per $E_c = 0$, $E_a = 0$. $\overline{CD}$ è il valore della corrente di griglia per $E_c = 0$, $E_a = 0{,}5$ volt. Dunque $\overline{CD} - \overline{AB}$ è l'incremento di corrente di griglia dovuto al fatto che il tubo rettifica una tensione alternata di 0,5 volt. $\overline{BD}$ è la caduta di tensione nella resistenza R, cioè l'abbassamento del potenziale medio della griglia, in corrispondenza del quale si può misurare la diminuzione della corrente anodica, deducendola dalle caratteristiche statiche del tubo. La fig. 8 mostra, per il tubo E 424, una rettificazione sensibilmente lineare.

Da queste caratteristiche dinamiche si sono ricavate, mediante le formule [3] e [4], le curve di fig. 9 le quali, come già detto, confermano, con il loro andamento simile alle rispettive curve di fig. 3, l'attendibilità del confronto che si è voluto istituire fra le curve sperimentali e quelle teoriche, a malgrado dei differenti tubi usati.

Sembra pertanto lecito concludere, che il progettista di apparecchi radioriceventi, nel calcolo del circuito oscillatorio precedente il tubo demodulatore, deve prevedere differenti resistenze di entrata al variare dell'intensità del segnale che si vuol ricevere (a parità di amplificazione nei tubi che precedono). Perciò, se l'apparecchio deve ricevere solo stazioni vicine e potenti, o se ha un'amplificazione a radiofrequenza tale da garantire in ogni caso, che si stabilisca fra filamento e griglia del tubo demodulatore una tensione efficace non inferiore a circa 2 volt, il progettista può contare su di una resistenza d'entrata dell'ordine di quella media desumibile sia dalla fig. 3, sia dalle fig. 5 e 6 (per una determinata resistenza di griglia). Quando invece il ricevitore deve essere progettato per ricevere segnali molto più deboli o molto meno amplificati a radio frequenza, il progettista dovrà prevedere una netta diminuzione della resistenza di entrata, come è indicato dalle fig. 5 e 6, e non già un aumento come farebbe credere la fig. 3. In altri termini, il coefficiente di risonanza del circuito oscillatorio, e quindi l'amplificazione che ne dipende, sono tanto più piccoli quanto minore è la tensione a radiofrequenza, che si stabilisce ai capi del circuito stesso.

Livorno, maggio 1933 - XI.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

-- LETTERE AL DIRETTORE --

Registrazione di suoni per cinematografia sonora.

Ill.mo Signor Direttore,

In una recensione dell'ultimo numero di « Alta Frequenza », che ho avuto il piacere di scrivere per il « Radiocorriere », notavo, a proposito della completa ed interessante relazione dell'ing. Federici sulla tecnica del film sonoro, che su taluni punti, a mio avviso, poteva non esserci un accordo perfetto.

Ad esempio ove si condanna, come colpevole di rendere la musica « confusa e spezzata, priva di brillantezza », l'uso di più microfoni. La esperienza delle radiodiffusioni, che ha le sue origini in date assai anteriori alla nascita del film sonoro, giunge ad altre conclusioni. Il tentativo di scendere ad un solo microfono per la ripresa di una grande orchestra, ciò che semplificherebbe molte cose, è sempre fallito, sopratutto per la difficoltà di mantenere un perfetto « equilibrio » tra le varie famiglie degli strumenti. L'uso di più microfoni permette invece di rendere l'orchestra nella sua pienezza e con il giusto « equilibrio », se si impiega un dosatore per i microfoni. Occorre tuttavia avvertire che il senso del collegamento delle uscite dei microfoni risulta non essere arbitrario, ma che i migliori risultati, tali da non dar luogo alla minima diminuzione di qualità con l'inserzione in parallelo, si ottengono quando due microfoni sono collegati in modo tale che una sorgente sonora a frequenza bassa (per esempio 50 hertz), posta vicinissima ai microfoni affiancati, produca tensioni in fase tra di loro all'uscita dei microfoni. Invertendo allora il senso del collegamento di un microfono rispetto all'altro, si ha una tensione utile all'uscita sensibilmente nulla, mentre il fruscio di fondo permane inalterato. Lo stesso dicasi, se il numero dei microfoni è maggiore di due.

Da un punto di vista pratico notiamo, come dato di fatto, che le più belle radiotrasmissioni di opera dai teatri e dagli auditori sono fatte con tre o quattro microfoni.

Altro punto interessante è quello relativo al limite superiore della banda di frequenze registrabile sul film e sul nastro magnetico. Dice l'ing. Federici che il film consente una registrazione delle frequenze elevate meno buona di quella ottenuta con il nastro magnetico per il fatto della maggiore velocità di questo (1,5 metri al secondo) in confronto alla velocità del film (0,47 metri al secondo). Non mi sembra del tutto esatto considerare solo la velocità, cioè la lunghezza d'onda sul materiale registratore. E' bensì vero che la lunghezza d'onda sul film riesce circa tre volte minore che sul nastro, a pari frequenza, ma d'altra parte lo spessore del « pennello » luminoso che impressiona il film è inferiore a 2/100 di millimetro (1/5 di lunghezza d'onda a 5000 hertz) mentre lo spessore della laminetta magnetizzante che impressiona il nastro può facilmente essere, dopo un breve uso, di 3/10

di millimetro (una intera lunghezza d'onda a 5000 hertz). Ho lavorato lungamente con i nastri magnetici e posso dire che essi non arrivano (a 1,5 m/s) in condizioni di normale esercizio a riprodurre frequenze di 4500 hertz, e che solo è possibile raggiungere tale limite, rispettando naturalmente anche le altre frequenze, mediante l'uso di correttori molto efficienti alla registrazione ed alla riproduzione. Il film sorpassa invece i 6000 hertz.

Voglia ricevere, Signor Direttore, i miei distinti saluti.

Torino, 17 giugno 1933 - XI. FRANCO MARIETTI.

* *

Ill.mo Signor Direttore,

Ho letto con interesse la lettera dell'ing. Marietti e le sue osservazioni. Nel condannare la ripresa della musica con più microfoni mi riferivo solo all'esito di numerose prove fatte alla Cines, che hanno dato risultato poco soddisfacente.

Con più microfoni infatti è molto più facile mantenere l'equilibrio fra le diverse parti dell'orchestra ed è pratica uniforme presso le stazioni trasmittenti di usarne due o più.

Attribuisco il nostro insuccesso al fatto che la ripresa di un film sonoro avviene in condizioni meno favorevoli che non la ripresa di musica per radiodiffusione. L'ambiente in cui avviene la ripresa di un film non è riservato esclusivamente all'orchestra; vi sono sempre scenari, impalcature, spesso mobili, specchi ed altri ingombri, che rendono assai più facile il prodursi di echi localizzati e di riflessioni, i cui dannosi effetti risultano accentuati nella riproduzione dall'uso di più microfoni.

Inoltre fra la registrazione e la riproduzione il suono passa, per così dire, attraverso la pellicola e subisce una ulteriore distorsione, che è assente nelle radiotrasmissioni e tende anch'essa ad aumentare l'effetto di una ripresa, in cui la coda sonora abbia importanza e durata apprezzabili.

L'importanza di quest'ultimo fattore mi vien confermata dal fatto, che riprese con due o tre microfoni suonavano benissimo alla cuffia di controllo dell'operatore durante la ripresa, ma erano molto meno soddisfacenti quando si ascoltava la positiva in sala di audizione.

Quanto alla registrazione su nastro di acciaio, le mie notizie scritte nel marzo 1932 si basavano su informazioni ottenute dalla ditta costruttrice durante prove eseguite alla Cines con nastro d'acciaio nell'agosto 1931. In esse si affermava che, data la maggior velocità di registrazione, era possibile ottenere frequenze più elevate che non con registrazioni sulla pellicola. Ulteriori studi, riferiti da Hormann nell'E.N.T. dell'ottobre 1932, confermano quanto l'ing. Marietti espone, cioè che risulta difficile, con la registrazione su nastro d'acciaio, ottenere frequenze elevate, per la larghezza finita dello spessore della laminetta, spessore che è aumentato ancora dalle inevitabili linee di flusso disperse.

Con distinti saluti.

Milano, 30 giugno 1933 - XI. MAURIZIO FEDERICI.

— — — RECENSIONI — — —

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

O. B. HANSON — **Gli auditorii della N. B. C. a Radio City.** (Proc. I. R. E., agosto 1932, XX, 8, pag. 1296-1309, con 8 fig.).

La Radio City di New York, a lavori ultimati, occuperà tre interi isolati, e sarà costituita da vari edifici, di cui il principale sarà la torre centrale di 70 piani, alta 252 metri, destinata ad ospitare gli auditorii e gli uffici della N. B. C. Gli auditorii sono sistemati fuori dell'ossatura metallica, in edifici di altezze variabili e non superiori ai 12 piani, appoggiati alla torre stessa, di cui formano la base.

Nell'articolo in questione l'A descrive questi edifici, illustrandoli con piante e sezioni. Furono progettati 32 fra studi ed auditorii pubblici, allogati su tre differenti livelli. L'A dà la spiegazione di questo numero di auditorii, che parrebbe esorbitante, posto che la N. B. C. si propone di trasmettere contemporaneamente non più di due programmi. La spiegazione si basa sulla constatazione, rilevata dalle statistiche, che in ogni studio, per ogni ora effettiva di trasmissione, sono necessarie quattro ore di riposo.

Sono pure trattati i problemi relativi alla circolabilità interna della massa degli artisti e delle migliaia di visitatori. Per questi ultimi è previsto, nel più grande degli auditorii, un vero e proprio teatro, in cui i posti a sedere sono separati dalla ribalta per mezzo di schermi trasparenti. Citati sono pure i problemi inerenti agli impianti di circolazione e refrigerazione dell'aria, molto complessi, di cui l'A sottolinea il prezzo, che si aggira sui venti milioni di lire. *E. Se.*

M. J. O. STRUTT — **Misure di riverberazione acustica con un sistema completamente automatico.** (E. N. T., giugno 1932, IX, 6, pag. 202-212, con 11 fig.).

Lo scopo delle misure è quello di vedere se per ambienti piccoli, pei quali la sensibilità della misura è maggiore, valgono ancora le leggi

---

Abbreviazioni usate per i titoli di periodici recensiti:

Archiv f. Elektr.: Archiv für Elektrotechnik. — *Bell S. T. J.*: The Bell System Technical Journal. — *Bull. S. F. R.*: Bulletin de la Société Française Radio-Électrique. — *E. N. T.*: Elektrische Nachrichten-Technik. — *E. T. Z.*: Elektrotechnische Zeitschrift. — *F. T. M. H.*: Funktechnische Monatshefte. — *G. E. R.*: General Electric Review. — *G. R. Experimenter*: The General Radio Experimenter. — *H. F. Techn. u. El. Ak.*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik. — *J. A. S. A.*: The Journal of the Acoustical Society of America. — *J. I. E. E., Londra*: The Journal of the Institution of Electrical Engineers. — *Phys. Rev.*: The Physical Review. — *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers. — *T. F. T.*: Telegraphen- und Fernsprech-Technik. — *Trans. A. I. E. E.*: Quarterly Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. — *V. N. T. Siemens*: Veröffentlichungen aus dem Gebiete der Nachrichtentechnik. — *W. E. a. E. W.*: The Wireless Engineer and Experimental Wireless. — *Z. S. f. techn. Phys.*: Zeitschrift für technische Physik.

di Sabine, e quale è il limite superiore di grandezza degli ambienti per la validità delle leggi stesse; di determinare inoltre il coefficiente di assorbimento di diversi materiali in funzione della frequenza.

La misura è stata fatta con un sistema completamente automatico. Un generatore a frequenza acustica eccita un altoparlante; ad una certa distanza da questo è posto il microfono, connesso col misuratore automatico del tempo di riverberazione.

Questo apparecchio è mostrato in fig. 1. La tensione proveniente dall'amplificatore che segue il microfono entra per *a* nel circuito anodico del diodo raddrizzatore I; quindi produce ai capi della resistenza *r* una differenza di potenziale continua, la quale, attraverso un diodo

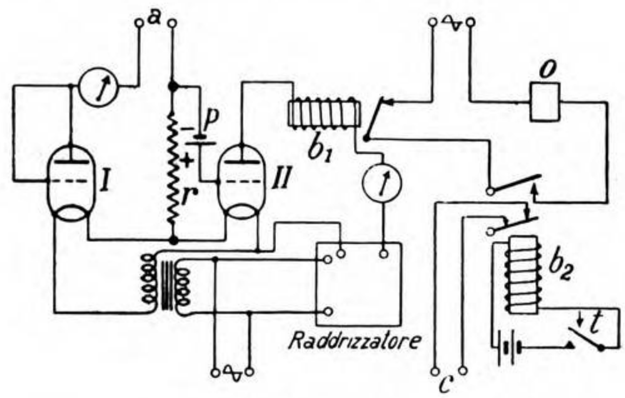


Fig. 1. — Schema del misuratore automatico del tempo di riverberazione.

amplificatore II, comanda un soccorritore elettromagnetico b_1. Al diminuire dell'intensità sonora sul microfono, diminuisce la tensione ai capi della resistenza r; quindi, regolando opportunamente la tensione della batteria p di polarizzazione della griglia del triodo II, si può fare in modo che, quando questa intensità sonora sia una determinata frazione di quella iniziale, l'ancoretta venga attirata ed aperto il circuito che contiene l'orologio elettrico o.

In c è connesso il circuito del generatore di oscillazioni a frequenza acustica, che può venire interrotto, premendo il tasto t, nello stesso istante in cui viene chiuso il circuito contenente l'orologio. Quindi questo viene ad essere inserito solo pel tempo che occorre all'intensità sonora per passare dal valore di regime ad una frazione opportuna di esso (in generale un milionesimo).

Con questo metodo sono state eseguite numerose misure in ambienti diversi usando diverse intensità iniziali e diverse frequenze.

La difficoltà principale consiste nella formazione di interferenze delle oscillazioni proprie dell'ambiente. Per eliminarla si può adoperare una modulazione in frequenza, oppure ricorrere ad un altoparlante ruotante (od a diversi altoparlanti nello stesso ambiente) od anche interrompere irregolarmente il circuito del generatore in modo che la fase con cui il suono incomincia varii continuamente.

Per diversi ambienti sono state fatte misure di tempi di riverbera-

zione variando la posizione dell'altoparlante, la posizione del microfono e l'assorbimento delle pareti. Dopo aver notato di quanto i dati sperimentali per grandi ambienti si discostano dalle leggi di Sabine, l'A conclude mostrando come l'assorbimento dell'ambiente, che dipende dalla frequenza, non porti una distorsione audibile nella voce e nella musica. *E. P.*

AMPLIFICATORI.

A. J. CHRISTOPHER — **Circuiti di accoppiamento a trasformatore per amplificatori ad alta frequenza.** (Bell S. T. J., ottobre 1932, XI, 4, pag. 608-621, con 9 fig.).

Si presenta spesso al progettista di amplificatori ad alta frequenza il problema di ottenere, con un dato numero di tubi e di circuiti di accoppiamento in cascata, la massima amplificazione di tensione in una determinata banda di frequenze ed invece la massima attenuazione fuori di questa banda. E' quindi assai opportuna la conoscenza di un metodo di calcolo rapido e sufficientemente esatto.

E' assai diffuso attualmente, per ottenere curve di risonanza di forma abbastanza prossima alla rettangolare, l'uso di circuiti di accoppiamento a trasformatore con primario e secondario sintonizzati. E' interessante osservare la perfetta equivalenza elettrica di un tale cir-

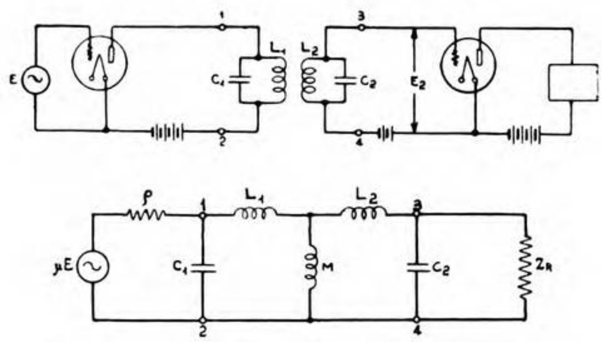


Fig. 1. — Circuito di accoppiamento a trasformatore e schema di filtro equivalente.

cuito, ad una cellula a T di filtro per banda passante (fig. 1). Donde l'idea di valersi della teoria stessa dei filtri per determinare i più opportuni valori delle costanti dei circuiti.

Le impedenze caratteristiche di entrata e di uscita del filtro sono notoriamente determinate dalle relazioni:

$$Z_{1,2} = \sqrt{Z_a' \; Z_c'}$$

$$Z_{3,4} = \sqrt{Z_a'' \; Z_c''}$$

essendo Z_a' e Z_c', Z_a'' e Z_c'' le impedenze di circuito aperto e di corto circuito tra i punti 1,2 e 3,4 rispettivamente. Supposta trascurabile, nelle maglie del filtro, la resistenza rispetto alla reattanza (ipotesi non

sempre, ma spesso effettivamente ammissibile) si ricava:

$$Z_{1,2} = \frac{1}{2\pi f C_1} \sqrt{\frac{1-k^2}{\left(1-k-\frac{f_0^2}{f^2}\right)\left(\frac{f_0^2}{f^2}-1-k\right)}}$$

$$Z_{3,4} = Z_{1,2}\frac{C_1}{C_2} = Z_{1,2}\frac{L_2}{L_1} \quad ,$$

essendo f_0 la frequenza comune di risonanza dei due circuiti oscillatori e k il loro coefficiente di accoppiamento.

E' utile osservare che, con l'ipotesi fatta, $Z_{1,2}$ e $Z_{3,4}$ sono resistenze pure tra f_1 ed f_2, frequenze limiti della banda, legate alla frequenza di risonanza f_0 dalla relazione:

$$f_0 = f_1\sqrt{1+k} = f_2\sqrt{1-k} \ ;$$

raggiungono il minimo valore per la frequenza media geometrica tra le due e il valore ∞ per le due frequenze limiti; fuori della banda sono reattive. Secondo la teoria dei filtri, il circuito dovrebbe essere proporzionato in modo che le impedenze terminali ρ e Z_R siano uguali alle rispettive impedenze caratteristiche al centro della banda di frequenze.

Dalle relazioni scritte è facile ricavare i valori ottimi delle costanti dei circuiti in funzione delle impedenze caratteristiche e delle frequenze limiti f_1 ed f_2:

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2}$$

$$C_1 = \frac{1}{2(f_2 - f_1) Z_{1,2}} \qquad L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1}$$

$$C_2 = C_1\frac{Z_{1,2}}{Z_{3,4}} \qquad L_2 = L_1\frac{Z_{3,4}}{Z_{1,2}} \, .$$

Per tener conto della resistenza delle maglie del filtro, occorre in pratica assumere f_1 ed f_2 rispettivamente un po' minore e un po' maggiore della frequenza minima e massima della banda da trasmettere. E' inoltre opportuno, per avere una maggiore uniformità di trasmissione nella banda, che $Z_{1,2}$ sia approssimativamente eguale a 0,8 ρ.

La teoria esposta è illustrata da alcuni esempi di pratiche applicazioni e dalle relative curve di risonanza, sperimentalmente rilevate.

M. B.

W. O. SCHUMANN — **Sopra l'innesco di oscillazioni negli amplificatori, per effetto di accoppiamento fra le correnti anodiche.** (Archiv f. Elektr., 3 agosto 1932, XXVI, 8, pag. 580-586, con 4 fig.).

Si studiano le possibilità di innesco di oscillazioni in vari tipi di amplificatori, per effetto di accoppiamento fra le correnti anodiche (ad esempio attraverso la resistenza della batteria anodica, comune a tutti i triodi). Nei casi esaminati si perviene alle seguenti conclusioni:

1) per amplificatori a due stadi con accoppiamento a resistenza, non vi è alcuna possibilità d'innesco;

2) per amplificatori a due stadi con accoppiamento a trasformatore, la reazione è possibile per accoppiamento ohmico e capacitivo delle due correnti anodiche;

3) per amplificatori a tre stadi con accoppiamento a resistenza l'innesco è possibile (a seconda del tipo di circuito) per accoppiamento ohmico o capacitivo tra le correnti anodiche dei triodi I e III.

G. Sac.

W. Rabanus — **Nuove forme costruttive di amplificatori telefonici.** (T. F. T., luglio 1932, XXI, 7, pag. 188-191, con 12 fig.).

V. Gandtner — **Moderni amplificatori ed impianti di alimentazione per centrali amplificatrici.** (T. F. T., dicembre 1932, XXI, 12, pag. 311-316, con 19 fig.).

Sono descritti i tipi 1932 di amplificatori telefonici tedeschi.

Il primo articolo si occupa dei particolari meccanici e fa notare come, rispetto ai precedenti tipi 1927, si sia ottenuta una economia media del 50 % nel peso e nelle dimensioni di ingombro. Le varie parti elementari sono difese da schermi in lamiera di bronzo-alluminio, tutti della stessa altezza, e vengono facilmente collocate e fissate entro telai rettangolari fusi in lega leggera; questi sono chiusi da due piastre di protezione, di cui la anteriore porta gli zoccoli per i triodi e i comandi dei potenziometri. Ne risulta un tipo di cassetta

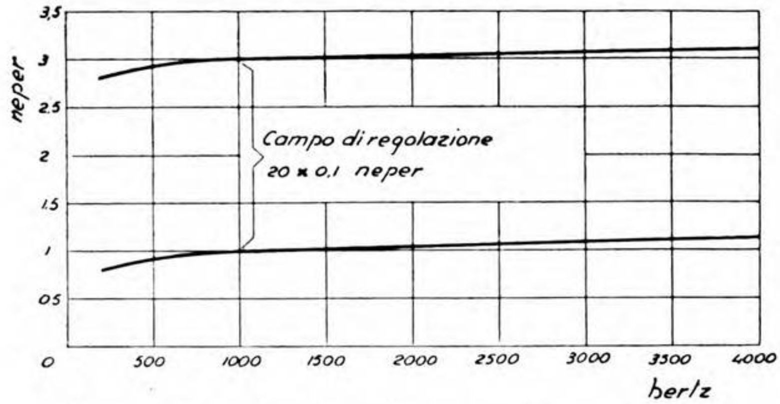


Fig. 1. — Caratteristica di amplificazione e campo di regolazione dell'amplificatore a 4 fili.

contenente 4 amplificatori semplici, cioè 2 amplificatori completi, con 4 triodi. Tali cassette vengono fissate su telai verticali di 55 cm di larghezza; ciascun telaio contiene normalmente 10 amplificatori completi e tutti gli accessori relativi; si possono però avere telai speciali doppi. La unificazione delle principali dimensioni delle parti e la razionalità della loro disposizione mutua consentono una rapida intercambiabilità ed una disposizione dei collegamenti facile ed economica.

Il secondo articolo si occupa delle caratteristiche elettriche. Lo schema dell'amplificatore per circuiti a quattro fili è quello classico ad un triodo, con trasformatore di entrata e trasformatore di uscita;

di esso la fig. 1 riproduce le caratteristiche di amplificazione per il guadagno massimo (3 neper) e minimo (1 neper); il guadagno è regolabile per salti di 0,1 neper. Il trasformatore di entrata TE (fig. 2) è preceduto da un egualizzatore per basse frequenze T e da uno per alte frequenze H. Quello è inserito prima del potenziometro P_t per facilitare l'adattamento di impedenza ai cavi a pupinizzazione leggera.

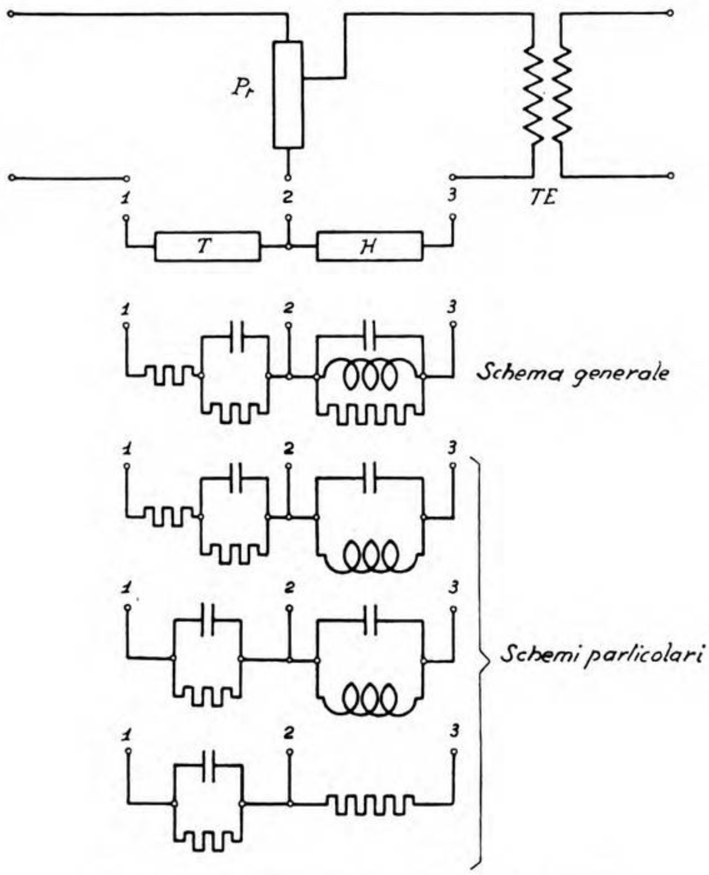


Fig. 2. — Egualizzatori per amplificatori a 4 fili.

Il disegno degli egualizzatori varia a seconda del tipo di cavo; alcuni schemi sono riportati in fig. 2, mentre le curve di attenuazione per i normali tipi di cavo telefonico, usati in Germania, sono tracciate in fig. 3. La variazione di guadagno, quando la potenza resa dall'amplificatore varia da 1 a 20 mW, è di 0,006 neper; la distorsione di fase è circa la terza parte di quella che si riscontrava nei tipi precedenti. I fattori di riflessione all'entrata ed all'uscita, nonchè le curve di

attenuazione risultante dopo il collegamento con i varii tipi di cavo, soddisfano largamente alle prescrizioni del C. C. I.

Data la grande ampiezza di regolazione e la facile sostituibilità degli egualizzatori, con i nuovi tipi riescono assai semplici la compensazione di tratte di cavo di differente lunghezza e la formazione dei terminali di biforcazione dei circuiti a 4 fili.

L'amplificatore per circuiti a 2 fili è rappresentato in fig. 4; *T* ed *H* sono gli egualizzatori, mentre *PB* e *PA* sono rispettivamente filtri passa-basso e passa-alto; il secondo si adotta solo per sopprimere la telegrafia eventualmente coesistente; il primo serve a faci-

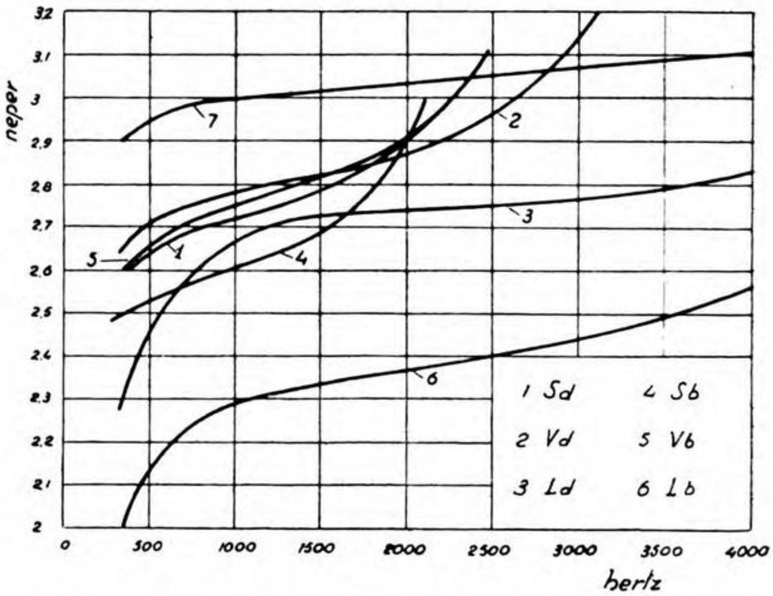


Fig. 3. — Attenuazione di tratte di cavi normali tedeschi comprese tra due amplificatori. (La curva 7 riproduce la caratteristica dell'amplificatore).

litare il bilanciamento delle linee artificiali. Nella fig. 5 si hanno le caratteristiche dell'amplificatore e dei due filtri; la frequenza di arresto di *PB* va scelta in relazione al tipo di pupinizzazione. Per i due esempi dati in fig. 5, si vede che sono totalmente soppresse, anche se l'amplificatore è regolato per il guadagno massimo, tutte le frequenze rispettivamente superiori a 2600 e 2900 Hz. Anche per gli amplificatori a due fili sono largamente rispettate le prescrizioni del C. C. I.

La precisione di fabbricazione è elevata; in nessun esemplare si è riscontrata una deviazione dalla curva caratteristica tipica maggiore di $\pm 2/100$ neper e l'attenuazione corrispondente alla diafonia propria degli amplificatori è costantemente superiore a 11 neper.

Anche il sistema di alimentazione è stato semplificato e modernizzato, con la eliminazione quasi totale delle batterie e dei gruppi di conversione rotanti, che nei vecchi impianti rappresentavano un co-

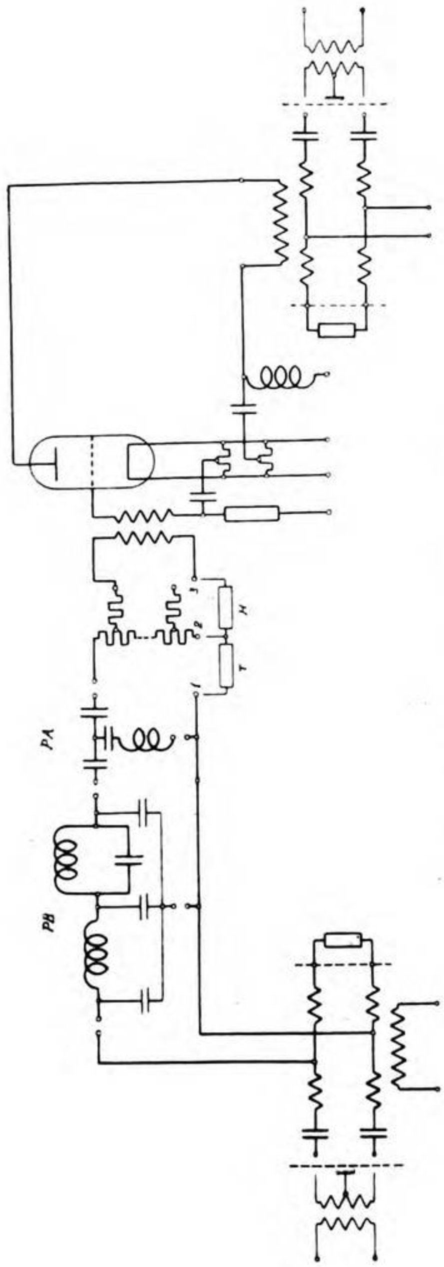


Fig. 4. — Schema dell'amplificatore a 2 fili.

spicuo immobilizzo di capitali ed un forte ingombro di spazio. La sostituzione è stata agevolata dall'introduzione, nei nuovi amplificatori, di triodi a consumo ridotto (accensione a 0,5 A). Sono adottati raddrizzatori a secco ad ossido di rame; e si ha un sistema trifase per la tensione di accensione ed uno monofase per l'anodica. La tensione di griglia è derivata dai circuiti di accensione. In tampone con entrambi i raddrizzatori funzionano due batterie di accumulatori, che

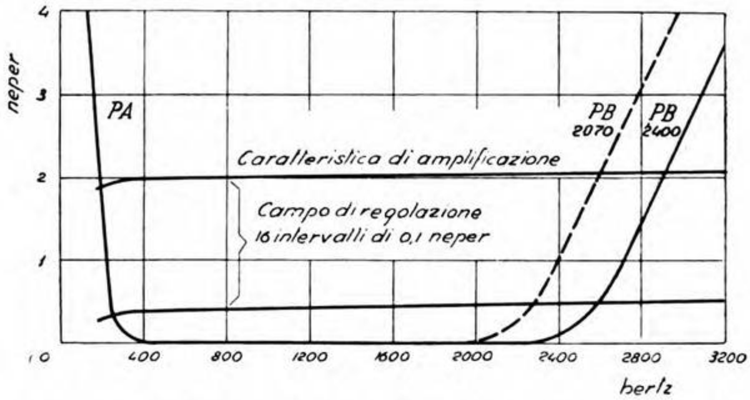


Fig. 5. — Caratteristica di amplificazione e campo di frequenza dell'amplificatore a 2 fili.

però hanno capacità assai ridotta (per l'accensione solo il 3 %) rispetto a quelle dei precedenti impianti; esse intervengono automaticamente ad alimentare gli amplificatori in caso di interruzioni nella fornitura di corrente alternata. Poichè le batterie possono provvedere soltanto al fabbisogno di un'ora, è previsto anche un piccolo gruppo rotante per le interruzioni più lunghe.

Per ogni 12 telai da 10 amplificatori ciascuno si ha un complesso alimentatore che è tutto contenuto, salvo le batterie, in un altro telaio, affiancato alla fila di quelli degli amplificatori. Ogni complesso serve 240 triodi. *E. Cr.*

APPLICAZIONI VARIE.

V. Fritsch — **Circa la propagazione dei campi elettromagnetici in cavità sotterranee.** (H. F. Techn. u. El. Ak., aprile 1932, XXXIX, 4, pag. 136-139, con 5 fig.).

Il metodo seguito dall'A per la ricerca delle cavità sotterranee discende dalla considerazione della variazione del coefficiente di assorbimento del campo elettromagnetico a seconda dei diversi materiali. Questo coefficiente è da considerarsi piccolissimo per l'aria in confronto col valore che assume per i materiali che costituiscono il terreno.

Se si opera quindi in una zona omogenea, i punti che si trovano ad egual distanza dal trasmettitore ricevono una intensità di campo elettromagnetico uguale per tutti. Quando per qualche punto questa intensità è maggiore, ciò significa che fra esso e la sorgente si trova

qualche cavità la cui larghezza è deducibile dall'aumento dell'intensità stessa. Operando con onde assai corte si può dirigere l'emissione in modo da rendere più precisa la misura. L'A espone una serie di prove che ha fatto, e conclude esortando a compiere ancora molte ricerche del genere affinchè venga esteso questo nuovo impiego della radiotecnica.
E. P.

N. A. J. Voorhoeve e F. H. de Jong — **Il regolatore a triodi Philips.** (E. T. Z., 2 giugno 1932, LIII, 22, pag. 530-532, con 4 fig.).

L'applicazione dei tubi elettronici ai regolatori automatici di tensione ha permesso di ridurre notevolmente le fluttuazioni della tensione regolata: dal 0,5 % consentito in media dai regolatori elettroma-

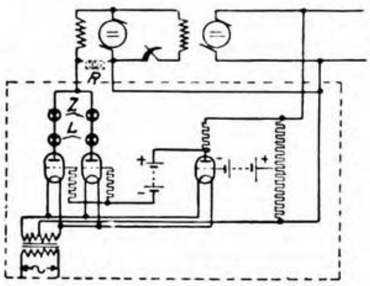


Fig. 1. — Regolatore automatico di tensione per macchina a corrente continua.

gnetici al 0,1 % fornito dal regolatore a triodi qui descritto. Questo è destinato ad agire su una macchina a corrente continua o a corrente alternata, ed è costituito da un triodo regolatore, sensibile alle varia-

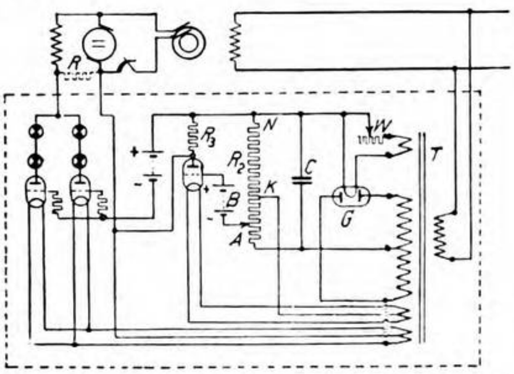


Fig. 2. — Regolatore automatico di tensione per macchina a corrente alternata.

zioni della tensione fornita dalla macchina, e da due triodi amplificatori la cui corrente anodica, opportunamente regolata dal primo triodo, alimenta gli avvolgimenti di eccitazione della macchina generatrice o

della sua eccitatrice. Alla griglia del tubo regolatore è applicata, in opposizione a quella fornita da una batteria di compensazione, una tensione continua proporzionale a quella fornita dalla macchina generatrice: ottenuta, quindi, direttamente mediante un divisore di tensione, per gli impianti a corrente continua (fig. 1), con un raddrizzatore di corrente, invece, per quelli a corrente alternata (fig. 2). I tubi amplificatori sono comandati da quello regolatore mediante accoppiamento a resistenza e batteria di compensazione. *M. B.*

CIRCUITI - QUADRIPOLI - FILTRI.

R. M. FOSTER — **Circuiti geometrici di reti elettriche.** (Trans. A. I. E. E., giugno 1932, LI, 2, pag. 309-317, con 12 fig.).

L'A studia i metodi di classificazione dei circuiti prescindendo dalle loro proprietà e caratteristiche elettriche, ma considerandone soltanto la configurazione topologica.

Ricorrendo all'introduzione del concetto di « nullità » (*nullity*) di un circuito, si può avere un primo criterio di classificazione. La nullità N è definita dalla relazione:

$$N = B - V + S$$

ove B è il numero dei lati, V quello dei vertici e S quello delle parti separate del circuito.

Ad esempio per un circuito a ponte si ha $S = 1$, $B = 6$, $V = 4$, da cui $N = 3$.

Si può notare che la nullità di un circuito non cambia in seguito alla suddivisione di un lato in due lati in serie, nè aggiungendo a un vertice dei lati aperti.

Tutti i circuiti di nullità N possono dedursi da un numero limitato di circuiti fondamentali aventi tre lati convergenti su ciascun vertice; si ha in tal caso $S = 1$, $B = 3(N - 1)$, $V = 2(N - 1)$.

Il numero di tali circuiti è:

Per N =	1	2	3	4	5	6
Numero dei circuiti fondamentali:	1	1	1	2	4	14
Numero dei circuiti possibili:	1	2	5	16	67	435.

Un altro criterio di classificazione si ha considerando il « grado » (*rank*) R di un circuito, definito da:

$$R = V - S.$$

Il grado non cambia sostituendo a un lato più lati in parallelo; un circuito a ponte è di grado 3. Tenendo conto anche dei circuiti separati ($S > 1$) si ha:

Per R =	1	2	3	4	5	6
Numero dei circuiti possibili:	1	2	5	16	73	538.

L'A applica questi concetti alla ricerca di tutti i possibili trasduttori quadripolari e trova 11 forme di quadripoli a circuito fondamentale con 2, 3, 4, 5 maglie. *G. Sac.*

CONVERTITORI - RADDRIZZATORI.

S. P. CHAKRAVARTI e S. R. KANTEBET — **Rettificazione di corrente in contatti metallici.** (Proc. I. R. E., settembre 1932, XX, 9, pag. 1519-1534).

I contatti fra due metalli diversi sono comunissimi nei circuiti elettrici, e particolarmente nei circuiti telegrafici e telefonici. Tuttavia, di solito, non ci si preoccupa del comportamento di tali contatti.

Uno studio in proposito, condotto su sei contatti di metalli diversi, ha portato ad alcune notevoli conclusioni.

I sei contatti studiati sono:

Cu - Fe, Cu - Sn, Sn - Zn, Zn - Fe, Bi - Fe, Pb - Sn.

Accurate esperienze hanno permesso di constatare che:

a) In ogni caso quando all'elemento termopositivo della coppia sperimentata viene applicato un potenziale positivo, la corrente attraverso il contatto presenta un valore di saturazione. Può dunque aversi una rettificazione, che è massima quando il contatto viene sottoposto ad una conveniente f. e. m. costante iniziale.

b) Il contatto, quando è in condizioni di rettificare, presenta una resistenza compresa tra 10 e 100 ohm. Se la pressione al contatto cresce oltre un certo limite, non si ha più rettificazione.

c) I contatti a punta sono i più indicati per rettificare. Con l'aumentare della superficie di contatto, diminuisce la rettificazione.

d) Riscaldando dall'esterno il contatto, si distrugge la sua proprietà rettificatrice.

e) Quanto più i due metalli posti a contatto sono fra loro lontani nella serie termoelettrica, tanto migliore è la rettificazione.

f) I contatti rettificatori lavorano meglio con piccole tensioni di corrente alternata, dell'ordine di pochi millivolt.

In base ai risultati sperimentali raggiunti, viene svolta una teoria della rettificazione mediante contatti metallici, basata sulla ipotesi che, dopo l'applicazione della f. e. m. esterna, si generi nel contatto una f. e. m. termoelettrica, e si abbia inoltre una variazione di resistenza.

L'articolo è corredato da un'ampia bibliografia. *F. G.*

ELETTROACUSTICA.

Y. Rocard — **Generazione di armoniche negli altoparlanti a corno. (Bull. S. F. R., marzo-aprile 1933, VII, 2, pag. 28-39).**

L'equazione della propagazione di onde piane in un mezzo gassoso:

$$c^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 y}{\partial t^2}$$

(ove si indica con c la velocità di propagazione del suono, con x la direzione di propagazione, con t il tempo e con y lo spostamento istantaneo di una particella d'aria), è valida soltanto quando $\partial y/\partial t$ è piccolo di fronte all'unità; in caso contrario si deve ricorrere all'equazione completa di Lord Rayleigh:

$$c^2 \frac{\partial^2 y}{\partial x^2} = \left(1 + \frac{\partial y}{\partial x}\right)^{\gamma+1} \frac{\partial^2 y}{\partial t^2}$$

ove γ è il rapporto fra i calori specifici del gas, nel quale avviene la propagazione.

Integrando l'equazione nel caso di onde piane, si constata l'introduzione di armoniche nel suono: la più importante è la seconda, la quale, in punti vicini all'origine, cresce in ampiezza sulla distanza $d\,x$ di:

$$\frac{(\gamma + 1)}{8} \frac{\omega^2 a^2}{c^2} d\,x$$

(a essendo l'ampiezza del movimento all'origine).

L'estensione e l'applicazione di questi concetti al caso di altoparlanti a corno incontra gravi difficoltà dal lato matematico, ma porta a risultati realmente interessanti: si può infatti ricercare quale è la potenza massima, ad una determinata frequenza, che un dato altoparlante può erogare mantenendo il fattore di distorsione entro un determinato limite.

Per un corno a profilo esponenziale, per il quale la variazione della superficie S in funzione di x è data dalla relazione $S = S_0\, e^{mx}$, il rapporto di ampiezza della seconda armonica alla prima è esprimibile dalla relazione:

$$a \frac{(\gamma + 1)\, \omega^2}{2\, m\, c^2}.$$

Questo semplice risultato non rappresenta che una prima approssimazione, ma è sufficiente ad individuare un « potere deformante » del corno in esame.

L'A riporta un esempio numerico: per i tipi normali di altoparlanti a tromba esponenziale, affinchè la seconda armonica non superi la fondamentale, bisogna applicare una potenza elettrica non superiore a 4 watt per centimetro quadrato di imboccatura del padiglione, se si ammette per il rendimento elettroacustico il valore di 20 %.

G. Sac.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

S. Kagan — **Elettrofisica dell'alta atmosfera.** (F. T. M. H., novembre 1932, 11, pag. 483-492, con 15 fig.).

Trattasi di un riassunto delle principali comunicazioni svolte su questo tema in occasione dell'VIII Congresso dei Matematici e Fisici tedeschi e del XIII Congresso della Associazione Tedesca di Fisica Tecnica, adunatisi a Bad Nauheim nel settembre 1932 con la partecipazione della Associazione H. Hertz per lo sviluppo della radiotecnica. I temi principali proposti alla riunione erano la fisica dell'alta atmosfera, la teoria del magnetismo e la scarica elettrica nei gas. Accanto a tali temi principali, e con il contributo di un rilevante numero di ricercatori, furono trattate anche molte altre questioni di attualità nel campo della fisica teorica ed applicata.

Tra le comunicazioni di carattere generale sono da citare in primo luogo quelle del Bartels e del Rukop. La prima tratta della *fisica dell'alta atmosfera* ed è una completa esposizione riassuntiva dello stato attuale delle ricerche in quel campo [1]. Per rendersi conto delle difficoltà, che in esse si incontrano, basta accennare che la massima altezza finora raggiunta con strumenti di misura è di appena 36 km. Tutto ciò che sappiamo sugli strati più alti dell'atmosfera, è fondato su osservazioni indirette di natura assai diversa, che consistono quasi esclusivamente nel seguire più o meno passivamente l'andamento dei fenomeni prodotti dall'azione del sole e della luna. I fatti da osservare sono assai complessi e soggetti all'azione di fattori estremamente variabili nel tempo e nello spazio; solo con un'accurata elaborazione statistica dei dati di osservazione si può sperare di discriminare l'effetto dei vari parametri essenziali. Le onde elettromagnetiche, oppor-

---

[1] A complemento delle notizie contenute in questa recensione riproduciamo dalla rivista *Sprazzi e Bagliori* (1933, X, p. 41) la fig. 1 che riassume talune delle più importanti nozioni sull'atmosfera.

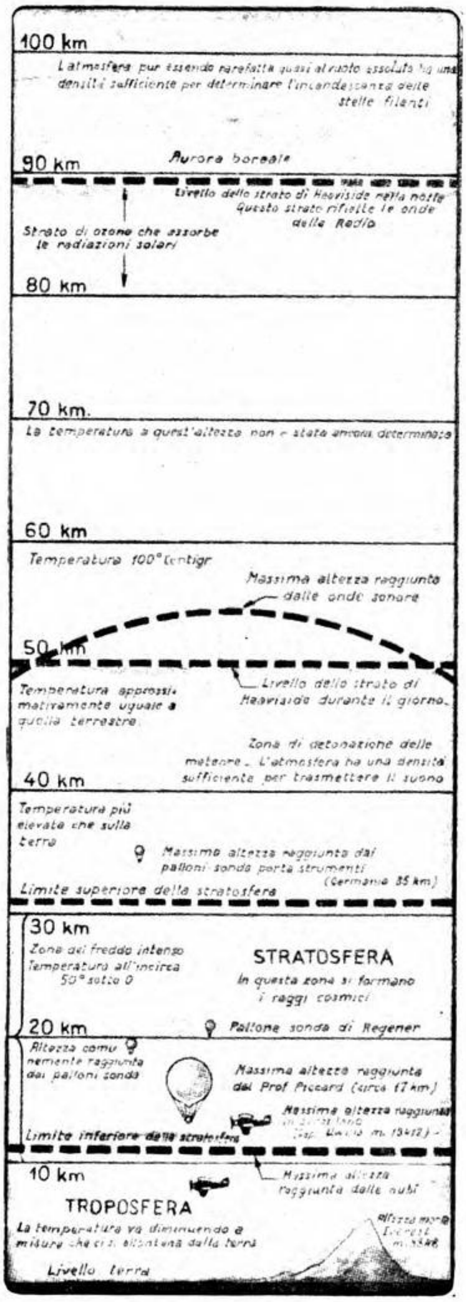


Fig. 1. — Rappresentazione schematica di alcuni dati relativi ai vari strati dell'atmosfera.

tunamente usate, costituiscono forse l'unico mezzo di indagine diretta per lo studio di alcune delle caratteristiche degli strati più alti dell'atmosfera terrestre; reciprocamente, la più perfetta conoscenza di tali caratteristiche potrà chiarire molti fatti relativi alla propagazione delle onde; e ciò, oltre ad avere innegabile importanza scientifica, può interessare anche la tecnica delle radiocomunicazioni.

Gli argomenti trattati nella memoria del Bartels sono i seguenti: 1) Aerologia; 2) Alte nuvole e crepuscoli; 3) Distribuzione geometrica stagionale della radiazione solare; 4) Luce del cielo notturno; 5) Stelle cadenti e meteore; 6) Esistenza dell'ozono nella stratosfera; 7) Propagazione dei suoni; 8) Composizione e pressione degli alti strati atmosferici; 9) Magnetismo terrestre; 10) Effetto ionizzante e dissociante delle radiazioni monocromatiche.

Le osservazioni spettroscopiche (assorbimento delle più corte radiazioni ultraviolette della irradiazione solare) provano la presenza di ozono in quantità variabile nelle zone superiori dell'atmosfera. Se ne deduce altresì, che la temperatura di tali strati è superiore a quella degli strati sottostanti e che in essi è presente anche ossigeno atomico, il quale fornisce ioni allo strato ionizzato superiore, situato all'altezza di circa 220 km. La composizione dell'atmosfera in prossimità del suolo è pressochè costante ed i moti turbolenti neutralizzano la tendenza dei componenti a stratificarsi secondo il loro peso molecolare. Ciò non dovrebbe più accadere a grandi altezze e le leggi fisiche autorizzerebbero a pensare all'esistenza di elevate percentuali di gas leggeri, come l'idrogeno e l'elio. Le osservazioni spettroscopiche delle aurore boreali non confermano però l'esistenza di tali gas e provano invece l'esistenza, fino a poco tempo fa inammissibile, di ossigeno atomico al disopra dei 120 km.

Una delle fonti più feconde delle nostre conoscenze sulla fisica dell'atmosfera resta sempre lo studio delle variazioni del magnetismo terrestre. Attualmente 40 osservatorii registrano le variazioni diurne del campo magnetico. Ogni variazione del vettore campo è legata ad un fenomeno elettrico nell'alta atmosfera. L'elaborazione statistica del materiale raccolto dovrebbe ben presto condurre a formulare una soddisfacente teoria fisica, intesa a spiegare i vari fenomeni, che l'azione del sole e della luna provoca ogni giorno in seno all'atmosfera. L'azione della luna è esclusivamente meccanica e consiste in sostanza nel produrre un movimento ritmico di marea. Il sole agisce in modo più complesso, perchè all'azione meccanica si aggiungono gli effetti delle variazioni diurne di temperatura provocate dalla sua energia radiante e quelli dei campi elettrici prodotti dalla sua radiazione corpuscolare.

Notevole è anche l'influenza del sole sulla ionizzazione degli alti strati: si ha azione diretta nelle zone diurne dell'atmosfera terrestre ed azione indiretta in quelle notturne (specie in particolari periodi, caratterizzati dalla frequenza delle aurore boreali) a causa della emissione di corpuscoli non neutri, la cui traiettoria, deviata dal campo terrestre, raggiunge anche le zone oscure del globo. Va notato che già nel 1870 (cioè 30 anni prima che Kennelly ed Heaviside formulassero la stessa ipotesi sulla base di considerazioni puramente elettriche) Balfour Stewart, dalla osservazione di numerosissime variazioni diurne del magnetismo terrestre, dedusse che gli alti strati dell'atmosfera dovessero essere più conduttivi che non gli strati superficiali. Tali strati conduttivi, variando di forma e di posizione per le variazioni di temperatura e per le accennate forze meccaniche ritmiche dei due astri maggiori, sarebbero sede di correnti di Foucault prodotte dal campo magnetico terrestre. Codesta teoria delle variazioni diurne del ma-

gnetismo terrestre, sebbene poco nota, è tuttora quella che appare la più accettabile.

Le forti perturbazioni magnetiche, che più o meno si verificano tutti gli anni, e che si osservano con sorprendente regolarità su tutta la superficie terrestre, sono indubbiamente di origine solare. Senonchè, escluso che esse avvengano per l'azione diretta del campo magnetico solare (che è troppo debole), si deve pensare che siano dovute all'irraggiamento di un *quid* da parte del sole, che ancora non si sa precisare. Ma, se il meccanismo di trasmissione di questa energia solare è ancora del tutto sconosciuto, è assodata la correlazione esistente tra le tempeste magnetiche terrestri e l'attività solare.

Il Bartels conclude che, secondo le attuali più o meno contrastate opinioni, nell'alta atmosfera si dovrebbero distinguere tre strati di assorbimento: uno all'altezza di 220 km, nel quale gli atomi di ossigeno assorbono la parte a più alta frequenza delle radiazioni ultraviolette solari; uno all'altezza di circa 100 km, ionizzato dalla radiazione corpuscolare neutra; il terzo, all'altezza di circa 50 km, dove l'ozono assorbirebbe le radiazioni ultraviolette di maggiore lunghezza d'onda. L'esistenza dei due strati superiori è confermata dalle esperienze di riflessione delle onde elettromagnetiche.

Il Rukop tratta invece dello *stato attuale delle ricerche nell'alta atmosfera mediante onde elettromagnetiche*. La tecnica delle alte frequenze dà preziose indicazioni sulle caratteristiche dell'alta atmosfera mediante i fenomeni osservati nella pratica delle radiocomunicazioni e mediante i risultati di esperienze e di misure appositamente istituite. All'epoca dell'uso esclusivo delle onde lunghe, le conoscenze sullo strato di Kennelly-Heaviside erano quanto mai sommarie. La scoperta dei fenomeni di propagazione delle onde corte e la loro adozione per il traffico transoceanico fornirono dati assai conclusivi sulle leggi che regolano la propagazione delle onde nell'atmosfera. I fenomeni fondamentali osservati sono: la grande portata dei segnali, talvolta multipla del cerchio massimo terrestre; l'esistenza di zone di silenzio; la variazione, con le ore del giorno, della lunghezza d'onda ottima per le comunicazioni a grande distanza (14-18 m di giorno, 18-25 m durante i crepuscoli, 25-40 m di notte). Si può oggi ritenere che la concentrazione ionica dell'atmosfera presenti un massimo ad una certa altezza, per decrescere progressivamente sia verso l'alto sia verso il basso. La distribuzione quantitativa è ancora ignota. Ma si hanno nozioni abbastanza precise sul cammino seguito nell'atmosfera dalle onde irradiate nelle varie direzioni di un piano verticale da un dato trasmettitore. Försterling e Lassen hanno dimostrato, che di tali onde quelle più vicine alla verticale attraversano gli strati ionizzati e si perdono nello spazio; un fascio di maggiore o minore ampiezza penetra negli strati medesimi e vi compie considerevoli percorsi; infine le onde più lievemente inclinate sull'orizzonte vengono senz'altro riflesse. Esiste un angolo limite di incidenza perchè si abbia riflessione; tale angolo è funzione della lunghezza d'onda e della concentrazione ionica dello strato riflettente.

I metodi di misura per lo studio della riflessione si limitano in genere a determinare se la componente verticale di irradiazione su una determinata frequenza è parzialmente riflessa dagli strati ionizzati, e, in caso affermativo, a determinare l'altezza dello strato riflettente e il coefficiente di riflessione. Trasmettitore e ricevitore sono vicini; emettendo un'onda persistente, di cui si fa variare con continuità la lunghezza, interferiscono sul ricevitore l'onda diretta e quella riflessa e, dalla differenza fra le loro lunghezze, è possibile calcolare l'altezza a

cui avviene la riflessione. In altri metodi, invece, l'onda persistente è modulata da impulsi di breve durata rispetto al tempo occorrente per il cammino di riflessione; con un oscillografo (per esempio a tubo di Braun) si possono determinare sia i rapporti di intensità tra il segnale diretto e i vari echi successivi, sia l'altezza di riflessione. Si è provata così l'esistenza di due strati riflettenti, di diversa concentrazione ionica, soggetti entrambi a grandi ed irregolari variazioni di concentrazione e di altezza. Infine Störmer ha scoperto l'esistenza di echi con intervallo che arriva fino a 30 s. Essi si ottengono con onde di lunghezza minore di 40 m, che attraversano entrambi gli strati ionizzati, e pare siano dovuti alla riflessione entro uno strato toroidico di elettroni vaganti, emessi dal sole, che accompagnano la terra nel suo moto e che debbono avere concentrazione superiore a quella degli strati ionizzati atmosferici.

Particolari interessanti sui dispositivi e sui risultati di ricerche del genere sono contenuti nelle memorie di carattere speciale di Goubau sulle *misure di eco negli strati ionizzati dell'atmosfera* [2] e di Plendl e von Handel sulle *evanescenze selettive e misure di altezza della ionosfera*. Il Goubau usa il metodo delle onde modulate ad impulsi; il trasmettitore può emettere successivamente onde variabili per gradi da 40 a 1000 m. La registrazione del segnale diretto avviene in modo molto semplice con un tubo di Braun, il cui fascio, mediante un campo rotante ausiliario, è costretto a descrivere un cono con frequenza uguale a quella di successione degli impulsi di modulazione. Il Goubau ha potuto eseguire serie complete di misure di riflessione, per la gamma di onde accennata e in varie ore del giorno.

Plendl e von Handel descrivono invece i dispositivi e i risultati ottenuti nello studio dell'evanescenza (*fading*) selettiva. Il trasmettitore usato lavora sulla lunghezza d'onda di 51,4 m; ma la frequenza viene linearmente accresciuta e ridotta di 750 Hz in successivi intervalli della durata di 3/4 di secondo ciascuno. Il trasmettitore alimenta un dipolo orizzontale. Al posto di ricezione sono due dipoli orizzontali, incrociati in mezzeria e orientati rispettivamente nelle direzioni NS e EO, che alimentano due ricevitori a cambiamento di frequenza. I segnali ricevuti nei due apparati variano continuamente di fase, passando dalla perfetta concordanza alla perfetta opposizione. Tale variazione di fase, spiegabile soltanto con una rotazione del piano di polarizzazione delle onde in arrivo in funzione della loro frequenza, induce ad approfondire, mediante rilievi al tubo di Braun, lo studio della polarizzazione delle onde incidenti. Si rileva che un'onda, polarizzata linearmente in partenza, risulta all'arrivo polarizzata ellitticamente. L'effetto dell'evanescenza selettiva è anche di sdoppiare gli impulsi singoli di modulazione; tale sdoppiamento, che si può spiegare con l'esistenza di una rotazione del piano di polarizzazione in funzione della frequenza, spiega taluni fenomeni di echi multipli anormali ed ammonisce ad una critica più severa dei risultati delle prove di riflessione sugli alti strati dell'atmosfera.

Il Kagan riassume ancora le memorie di Leithäuser sugli apparecchi preparati per l'esecuzione, a Tromsoe, delle *misure radiotecniche previste per l'«anno polare»* e quelle di Störmer e di Bauer sulle *aurore boreali*; dà anche un breve cenno delle discussioni sul magnetismo e sulla scarica nei gas. *E. Cr.*

---

(2) A. F., 1932, I, p. 119.

ELETTROTECNICA GENERALE.

A. J. PALERMO — **L'effetto delle correnti di spostamento sulla resistenza ad alta frequenza di bobine circolari ad unico strato.** (Proc. I. R. E., novembre 1932, XX, 11, pag. 1807-1810).

Nelle formule teoriche già esistenti per ottenere la resistenza ad alta frequenza di bobine ad unico strato, fu trascurato l'effetto delle correnti di spostamento dovute alla capacità interna delle bobine stesse. Poichè si presumeva che queste correnti avrebbero potuto variare la distribuzione della corrente nella sezione del filo, con conseguente variazione nella resistenza ad alta frequenza, furono fatte esperienze su serie di bobine, le quali dimostrarono innanzi tutto l'effetto trascurabile delle correnti di spostamento nel modificare la distribuzione della corrente nella sezione del filo. Inoltre giustificarono l'applicazione alle bobine del principio di similitudine enunciato da Dwight per i conduttori rettilinei.

Secondo questo principio, due conduttori rettilinei di raggio a_1 e a_2 hanno lo stesso rapporto fra resistenza ad alta frequenza e resistenza ohmica quando siano percorsi da correnti a frequenze rispettivamente f_1 e f_2 tali che sia $f_1 a_1^2 = f_2 a_2^2$.

Va notato che le esperienze furono fatte a frequenze inferiori a quelle naturali delle bobine, perchè per queste le correnti di spostamento non sarebbero affatto trascurabili. *E. Se.*

H. SEKI — **Un abbaco per il calcolo di bobine ad un solo strato.** (W. E. a. E. W., gennaio 1933, X, 112, pag. 12-13, con 1 fig.).

E' riportato un abbaco ad allineamento fra i valori di induttanza L in μH, lunghezza l e diametro d in cm, numero n di spire per cm, per il calcolo di bobine ad un solo strato.

L'abbaco permette anche di ricavare la frequenza di risonanza per capacità derivate di C $\mu\mu$F. I limiti considerati per i valori di L e C sono di $1 \div 30.000$ μH e di $0 \div 20.000$ $\mu\mu$F. *g. a.*

FISICA GENERALE.

S. CHAIKIN — **Ricerche quantitative sulla sincronizzazione acustica (trascinamento).** (E. N. T., ottobre 1932, IX, 10, pag. 376-382, con 1 fig.).

Due sistemi elettromagnetici identici, uno funzionante come telefono e l'altro come microfono, hanno le armature collegate da un perno. Lo spostamento di una estremità di questo perno viene misurato con un microscopio.

Il telefono ed il microfono sono anche accoppiati fra loro elettricamente mediante un amplificatore a bassa frequenza; di modo che possono innescarsi e mantenersi nel sistema oscillazioni meccaniche ed elettromagnetiche, di ampiezza regolabile mediante un potenziometro. Su questo sistema elettromeccanico si è fatta agire una forza alternativa esterna, ottenuta dal campo sonoro di un altoparlante, in cui viene immerso un diaframma di carta, attaccato al perno di unione fra telefono e microfono.

Si hanno così, entro certi limiti, fenomeni di trascinamento acustico, e si è potuto constatare in particolare, che l'intervallo di sincronizzazione è proporzionale alla forza esterna. Questo ed altri fatti sperimentali si possono mettere in relazione con la teoria del dispositivo. *G. Sac.*

R. Lawlor — **Assorbimento del suono in miscele di gas, che non reagiscono fra loro.** (J. A. S. A., aprile 1933, IV, 4, pag. 285-287, con 1 fig.).

L'A dimostra che il coefficiente di assorbimento del suono in una miscela di due gas, che non reagiscono chimicamente fra loro, è una funzione lineare omogenea della percentuale in volume dei due componenti. Partendo da questo principio si può calcolare con l'approssimazione dell'uno per cento il coefficiente di assorbimento dell'aria, noti che siano quelli dell'ossigeno e dell'azoto.

Questa legge non è applicabile al caso di miscele di aria e vapore d'acqua a motivo della formazione di complessi molecolari nel vapore d'acqua. *G. Sac.*

GENERATORI - OSCILLATORI.

G. R. Kilgore — **Oscillatore magnetostatico per la generazione di onde ultracorte.** (Proc. I. R. E., novembre 1932, XX, 11, pag. 1741-1751, con 16 fig.).

Per la produzione di onde ultracorte (di lunghezza inferiore al metro) vengono usati schemi derivati da quello fondamentale di Barkhausen e Kurz. Si possono però impiegare utilmente anche i diodi, sottoposti ad un campo magnetico di conveniente intensità. In questo articolo viene descritto un oscillatore di questo tipo, particolarmente adatto ad irradiare onde ultracorte di considerevole potenza, e precisamente circa 7 watt per $\lambda = 42$ cm, 2 watt per $\lambda = 22$ cm, con un rapporto, fra potenza assorbita e potenza irradiata, di circa 8, notevolmente superiore al corrispondente rapporto (2,5) ottenibile con dispositivi tipo Barkhausen e Kurz.

Il diodo ha la placca cilindrica, divisa, secondo due generatrici complanari con l'asse del cilindro, in due parti, cui sono collegate le estremità di due fili paralleli, di lunghezza all'incirca eguale a metà della lunghezza d'onda. Le altre due estremità dei fili sono collegate fra di loro, con un corto pezzetto di filo conduttore al centro del quale arriva il conduttore per l'alimentazione. Il filamento, disposto secondo l'asse del cilindro che costituisce la placca, è alimentato da correnti dell'ordine di 10 ampere e, non necessitando temperature eccessivamente elevate, ha una vita assai lunga. Il diodo si trova immerso in un campo magnetico, il cui valore è legato alla tensione di placca da una determinata relazione. E' notevole che la potenza irradiata dall'oscillatore è funzione dell'angolo β fra la direzione del campo magnetico e la direzione del filamento del diodo: angolo che deve essere compreso fra 4° e 6°. Così, per esempio, presa come 100 la potenza di corrente oscillante fornita da un diodo avente la placca del diametro di cm 2,5 (tensione di placca $V = 2200$ volt; campo magnetico $H = 260$ gauss; corrente di accensione del filamento $I_f = 6$ ampere) per $\beta = 4°$, la potenza fornita dal medesimo diodo per $\beta = 6°$ è 25.

In questo articolo vengono inoltre riportati, in numerose tabelle, i risultati di esperienze eseguite variando le tensioni di alimentazione, il campo H, l'angolo β, la corrente I_f e il diametro della placca.

N. C.

C. E. Cleeton e N. H. Williams — **Tubo magnetostatico per la generazione di microonde della lunghezza di 1-3 cm.** (Phys. Rev., 1 settembre 1933, XLIV, 5, pag. 421, con 1 fig.).

Mediante un magnetron del tipo ad anodo segmentato gli AA sono riusciti ad ottenere oscillazioni elettromagnetiche di frequenza sinora mai raggiunta con generatori ad onde non smorzate.

Ecco i dati caratteristici di uno di questi oscillatori: diametro dell'anodo: 7/10 di millimetro; tensione anodica: 910 volt; campo magnetico: 9700 unità μ_0 C G S; lunghezza d'onda ottenuta: 1,2 centimetri.

Per la misura delle lunghezze d'onda è stato adoperato un vero e proprio spettrografo costituito da due specchi parabolici e da un reticolo. *A. G.*

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

K. Schwender — **Nuove piccole centrali telefoniche automatiche tedesche, con selettori di chiamata.** (T. F. T., settembre 1931, XX, 9, pag. 269-277, con 8 fig.).

Le piccole centrali automatiche tedesche (adatte per un centinaio di collegamenti) funzionavano fino a poco tempo fa come le grosse centrali (salvo piccole differenze), cioè con preselettori. Ciò era poco economico; furono perciò intrapresi esperimenti, che portarono alle nuove sistemazioni ora in uso. Le attuali centrali, chiamate « piccole centrali automatiche 31 » hanno permesso di ridurre notevolmente il costo dell'impianto.

Il loro funzionamento è, in un certo senso, inverso a quello delle grosse centrali. In queste esiste notoriamente un preselettore, il quale entra in azione quando l'abbonato stacca il ricevitore e cerca un selettore di linea libero. Nelle piccole centrali invece, quando l'abbonato stacca il ricevitore, si mette automaticamente in azione, attraverso un complesso di soccorritori, un così detto selettore di chiamata libero. Questo, collegato a un selettore di linea pure libero, cerca l'abbonato che ha sollevato il ricevitore e, trovatolo, lo mette in comunicazione col selettore di linea. L'abbonato può allora ottenere la comunicazione nel solito modo, componendo il numero col disco combinatore.

Nell'articolo sono esaminati i circuiti elettrici di questi impianti ed è descritta la loro disposizione pratica. *L. Sp.*

MATERIALI.

H. Fruehauf — **Misure di smorzamento su bobine con nucleo di ferro.** (H. F. Techn. u. El. Ak., dicembre 1932, XL, 6, pag. 214-217, con 8 fig.).

Nel campo delle alte frequenze non è stato sin'ora possibile impiegare convenientemente bobine a nucleo di ferro, causa le perdite elevate cui questo dà luogo. Se tuttavia si riuscisse a ridurre ad un valore tollerabile tali perdite, l'uso di un nucleo magnetico potrebbe essere notevolmente vantaggioso, permettendo di ridurre, a pari dimensioni della bobina, le perdite nel rame e quindi il decremento. Sarebbero inoltre diminuite le dispersioni magnetiche.

Recentemente è stato posto in commercio un nuovo materiale magnetico per alta frequenza, denominato *ferrocart;* con questo materiale sono state eseguite le misure che formano argomento del presente lavoro. E' stato applicato sia il metodo del dinatron, sia il metodo della curva di risonanza, e sono state provate così due bobine toroidali con nucleo di ferrocart e alcune bobine cilindriche, in aria, nella gamma di lunghezze d'onda tra 150 e 800 m. I risultati sono compendiati in varii diagrammi. Le bobine con nucleo magnetico presentano minori perdite di quelle in aria sulle frequenze più basse, ma perdite assai maggiori sulle frequenze più alte; pare che ciò sia dovuto a perdite di natura dielettrica nel nucleo stesso, sul quale era direttamente applicato l'avvolgimento. *M. B.*

MISURE.

L. Bergmann — **Sull'impiego delle fotocelle a strato di selenio («Selensperrschicht») nelle misurazioni fisiche.** (Z. S. f. techn. Phys., novembre 1932, XII, 11, pag. 568-573, con 9 fig.).

a) *Soccorritore fotoelettrico.* — Per amplificare piccoli spostamenti (ad esempio del tipo di quelli ai quali è soggetto lo specchietto di un galvanometro) può essere impiegata la disposizione illustrata in fig. 1. Della fenditura *B*, illuminata dalla sorgente *Q*, la lente *L* proietta un'immagine in *M* ove si trova una seconda fenditura, eguale alla prima, che è posta dinanzi alla fotocella *Z*. Sul cammino dei raggi è lo specchio galvanometrico *S*: ogni deviazione di quest'ultimo cagiona una variazione della corrente fotoelettrica misurata dal galvanometro *G*.

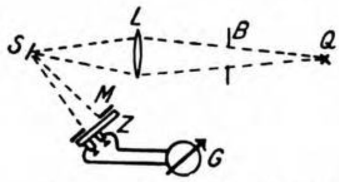


Fig. 1. — Schema del soccorritore fotoelettrico.

Si dirà *coefficiente di amplificazione K* del sistema, il rapporto tra l'angolo di cui devia l'indice del galvanometro *G* e l'angolo di deviazione corrispondente dello specchio *S*.

Un notevole aumento del coefficiente di amplificazione (valori di *K* sino a 7000) può ottenersi sostituendo le fenditure *B* ed *M* con dispositivi a grata così disposti, che, quando lo specchio *S* è nella posizione di riposo, l'immagine della prima grata si formi esattamente sulla seconda.

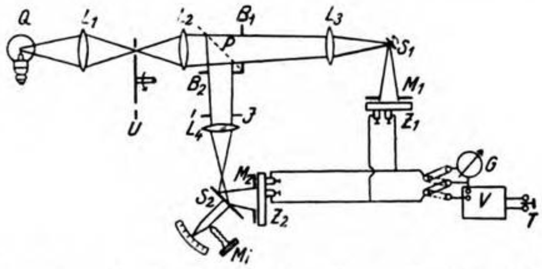
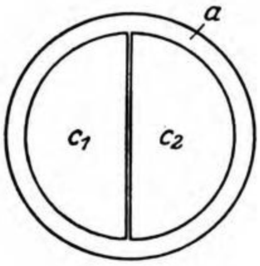


Fig. 2. — Soccorritore fotoelettrico, basato sul metodo di riduzione a zero.

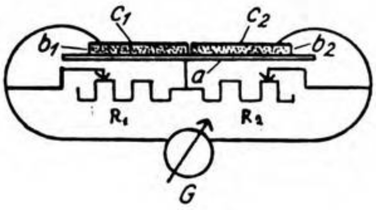
A parità di altre condizioni il coefficiente di amplificazione dipende dal potere emissivo della sorgente *Q*. Per evitare quindi gli inconvenienti che possono derivare dalla instabilità della sorgente luminosa, è stato escogitato il metodo di riduzione a zero mostrato in fig. 2. I raggi provenienti da *Q*, dopo che hanno attraversato la fenditura B_1, vengono inviati, dallo specchietto S_1 (che è quello del quale si vogliono misurare le deviazioni), alla fotocella Z_1 di fronte alla quale è la fen-

ditura M_1. Sul percorso del fascio luminoso si trova però una lastra di vetro P, che riflette una parte della radiazione incidente e la invia alla fotocella Z_2. Sul cammino di questo fascio riflesso sono: le fenditure B_2 ed M_2, l'iride J e lo specchio S_2, il quale ultimo può esser fatto ruotare mediante la vite micrometrica M_i. Siccome le due fotocelle Z_1 e Z_2 sono collegate in opposizione, il galvanometro G non devia, se le fotocelle ricevono la medesima energia luminosa. Valendosi dell'iride J si fa quindi in modo che, alla posizione di riposo di S_1 corrisponda una deviazione nulla di G. La misura delle deviazioni di S_1 si riconduce in seguito alla misura delle deviazioni di S_2 necessarie per riportare il galvanometro G a zero.

Con questa disposizione è possibile raggiungere un coefficiente di amplificazione (rapporto tra le deviazioni di S_2 e di S_1) eguale a $500 \div 1000$.



a



b

Fig. 3. — Fotocella differenziale:
a) prospetto, *b*) sezione e schema dei collegamenti.

b) *Fotocella differenziale.* — Una fotocella differenziale può essere costruita, come risulta dalla fig. 3, scindendo in due metà (b_1, b_2) lo strato di selenio, e valendosi di due elettrodi di raccolta (c_1, c_2). Le due fotocelle così ottenute vengono collegate in opposizione, sicchè il galvanometro G non devia, quando i due elementi fotosensibili sono egualmente illuminati. Le due resistenze R_1 e R_2 servono ad equilibrare le eventuali diversità di area delle superfici fotosensibili.

La fotocella differenziale può essere, ad esempio, usata per misurare il dislivello esistente fra due colonne di mercurio, bastando per questo proiettare ciascuna delle due colonne su ciascuna delle due metà della fotocella. Essa può anche servire per amplificare le deviazioni di uno specchietto galvanometrico. Ci si serve all'uopo di una disposizione analoga a quella di fig. 1. Per ottenere una grande sen-

sibilità, conviene sostituire le fenditure B ed M con due grate, che siano in parte sfalsate. Nella parte superiore di fig. 4 *a* è mostrata la metà superiore della prima grata, nella parte inferiore della stessa figura è mostrata la metà inferiore della seconda grata. Quando lo spec-

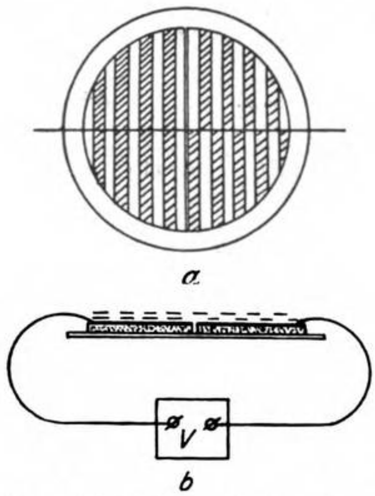


Fig. 4. — Disposizione delle grate per l'uso della fotocella differenziale.

chietto galvanometrico si trova nella posizione di riposo, l'immagine della prima grata si forma sulla seconda nel modo indicato in fig. 4 *b*. E' evidente, che basta una piccola deviazione dello specchio galvano-

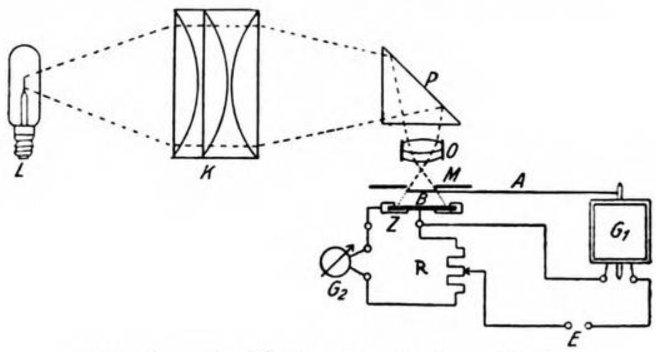


Fig. 5. — Amplificatore per corrente continua.

metrico, affinchè una delle metà della fotocella venga parzialmente illuminata e l'altra parzialmente coperta nei tratti prima illuminati.

c) *Amplificatore per corrente continua.* — Quando si vuol amplificare una debole corrente continua per far funzionare un soccorritore, si può usare la disposizione di fig. 5. Di fronte alla fotocella Z

è posta una fenditura M, chiusa da uno schermo B solidale con l'indice del galvanometro G_1. Quest'ultimo è percorso dalla corrente che si vuol amplificare. Lo strumento G_2 è l'indicatore della corrente amplificata (può essere un galvanometro meno sensibile del primo, oppure un soccorritore).

Nella stessa figura si vede come, valendosi di un dispositivo del tipo « a reazione », si possa aumentare la sensibilità del sistema. Inserita infatti, nel circuito del galvanometro G_2, una resistenza R, si può far sì che una parte della tensione, che si stabilisce agli estremi di essa, venga portata ad agire nel circuito del primo galvanometro G_1. Si dimostra che, nelle suddette condizioni, l'indice del galvanometro G_2 raggiunge una posizione finale di equilibrio soltanto se è soddisfatta la relazione: $R_g - r\,(1 - \alpha\,\epsilon) > 0$, nella quale r indica la porzione della resistenza R che è inserita nel circuito del galvanometro G_1; R_g è la resistenza di quest'ultimo; α ed ϵ sono due costanti.

Qualora sia: $R_g - r\,(1 - \alpha\,\epsilon) < 0$, l'indice del galvanometro G_2 non si ferma in una posizione di equilibrio. Conviene mettersi nelle condizioni di questo secondo caso, allorchè si vuol sostituire il galvanometro G_2 con un soccorritore.

Gli apparecchi descritti sono costruiti da diverse ditte tedesche e messi in commercio. *A. G.*

P. B. TAYLOR — **Metodo di misura di resistenze elevate con alte frequenze.** (Proc. I. R. E., novembre 1932, XX, 11, pag. 1802-1806, con 1 fig.).

Mediante un circuito oscillatorio accoppiato ad un generatore a radiofrequenza, e su cui è derivato un voltmetro a tubi elettronici, è possibile eseguire misure comparative tra resistenze elevate dell'ordine delle decine di migliaia di ohm e resistenze basse dell'ordine dell'ohm. E' necessario però conoscere esattamente la capacità del circuito oscillatorio. *M. B.*

R. TAMM — **Compiti delle misure nella tecnica delle comunicazioni a distanza.** (V. N. T. Siemens, 1932, II, 5, pag. 317-318).

Nella tecnica delle comunicazioni elettriche le misure hanno essenzialmente il compito di permettere la valutazione, con metodi obiettivi, delle caratteristiche e della bontà di un dato sistema di trasmissione. I segnali elettrici sono la traduzione possibilmente equiforme di corrispondenti segnali acustici, ottici, meccanici. Essi possono soddisfare ad una legge qualsiasi di variazione rispetto al tempo; tuttavia, siano essi periodici o non, l'analisi matematica ne consente la scomposizione in una somma finita od infinita di segnali armonici semplici.

Se il sistema di trasmissione è lineare, cioè tale che in esso le correnti siano proporzionali alle tensioni corrispondenti, è valido il principio di indipendenza tra le azioni elettriche. Le misure possono allora effettuarsi sulle singole componenti armoniche e consistono nel determinare la costante di attenuazione e la costante di fase per il campo di frequenza che interessa.

Per misurare la costante di attenuazione si ricorre a metodi assoluti, a metodi di confronto fra grandezze di una data specie (intensità sonora, intensità luminosa, tensione elettrica) ed a metodi che consistono nel paragonare il sistema in esame ad altro di costante nota. Per la costante di fase si ricorre a metodi di compensazione, a misure di impedenza a vuoto ed in corto circuito, a registrazioni oscillografiche e via dicendo.

A rigore nessun sistema può essere ritenuto lineare. In generale,

come avviene per esempio nei sistemi contenenti tubi elettronici, bobine di induttanza a nucleo ferromagnetico o raddrizzatori, non è lecito fare appello al principio di indipendenza, se l'ampiezza dei segnali impressi supera certi limiti. E' impossibile dare caratteristiche semplici che definiscano tali sistemi in modo completo. Applicando ad essi un segnale sinoidale si riscontra la formazione di armoniche superiori; applicando un segnale complesso si ha la formazione di frequenze di battimento. Il grado di non linearità del sistema può essere caratterizzato dal fattore di distorsione (rapporto tra il valore efficace dell'insieme delle armoniche e quella della fondamentale) determinabile con misure su ponti accordati; e dall'ampiezza relativa delle frequenze di battimento, misurabili a mezzo di filtri di banda regolabili o con procedimenti di analisi, che utilizzano una frequenza ausiliaria regolabile.

Altri metodi di misura molto noti servono a stabilire l'esistenza e la intensità relativa delle più note cause di perturbazione delle comunicazioni, come echi, autoeccitazione di amplificatori, diafonia tra circuiti fisicamente ravvicinati od elettricamente sovrapposti, tensioni perturbatrici indotte e via dicendo. *E. Cr.*

V. Petrzilka e W. Fehr — **Misura del decremento in circuiti oscillatori. (Z. S. f. techn. Phys., ottobre 1932, XIII, 10, pag. 472-475, con 8 fig.).**

Si abbiano due circuiti oscillatori accoppiati fra loro, aventi rispettivamente le costanti $R_1\, L_1\, C_1$ e $R_2\, L_2\, C_2$; sia M il coefficiente di mutua induzione; il primo circuito sia percorso a regime da corrente I_1, il secondo da corrente I_2, ambedue di pulsazione ω.

Si dimostra facilmente la seguente relazione:

$$y^2 = \left(\frac{I_2}{I_1}\right)^2 = \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{k^2}{d_2^2 + \xi^2},$$

ove si è posto:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}\ ; \quad d_2 = \frac{R}{\omega L_2}\ ; \quad \xi = 1 - \left(\frac{\omega_2}{\omega}\right)^2 ; \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}\ .$$

Nelle condizioni di risonanza per il secondo circuito si ha:

$$\xi = 0 \quad \text{e} \quad y_0^2 = \frac{L_1}{L_2} \cdot \frac{k^2}{d_2^2}$$

e quindi, per $y^2 = (1/2)\, y_0^2$, si ha:

$$\left(\frac{y}{y_0}\right)^2 = \frac{d_2^2}{d_2^2 + \xi^2} = \frac{1}{2}, \quad \text{ossia } \xi = d_2.$$

Se si alimenta il primario con una frequenza ben costante (ottenuta ad esempio con un piezooscillatore) e si traccia, mediante la lettura di I_1 e di I_2, la curva y^2 in funzione di ξ (curva che viene ricavata facendo variare la capacità C_2), nelle condizioni di « mezza risonanza » ossia per $y^2 = (1/2)\, y_0^2$ si ha $d_2 = \xi$.

Prove eseguite variando l'accoppiamento fra i due circuiti hanno dato sempre lo stesso valore di d_2, confermando così la bontà del metodo seguito. *G. Sac.*

C. H. SMITH — **Registrazione di intensità di campo.** (W. E. a. E. W., gennaio 1933, X, 112, pag. 14-18, con 5 fig.).

Per iniziativa dell'Unione Internazionale di Radiodiffusione ed allo scopo di approfondire le conoscenze e lo studio dei fenomeni relativi all'evanescenza (*fading*) notturna, sono state organizzate misure simultanee, in varie parti di Europa, dell'intensità di campo di determinate stazioni trasmittenti.

E' descritta l'apparecchiatura realizzata ed impiegata dalla « British Broadcasting Corporation » che ha partecipato alle misure. Viene adoperato un ricevitore eterodina con stadio ad audiofrequenza con alta selettività ed esattamente sintonizzabile su una frequenza di 1500 Hz. Questo è stato trovato più adatto di un'usuale supereterodina in considerazione dei particolari requisiti richiesti dall'apparecchiatura e cioè: sufficiente selettività per ricevere deboli segnali da stazioni lontane senza interferenze con altre stazioni vicine operanti su frequenze poco diverse, registrazione di intensità di campo variabili nel rapporto di 1 a 50, costanza e stabilità di taratura per un lungo periodo.

Il ricevitore è munito di un aereo a telaio orientabile ed è composto di uno stadio di amplificazione a radiofrequenza, un'eterodina, uno stadio di rivelazione, due stadi ad audiofrequenza ed un raddrizzatore per doppia semionda munito di strumento indicatore e di registratore.

La taratura è eseguita per mezzo di un oscillatore locale accuratamente schermato sintonizzato sulla frequenza del segnale da registrare. E' indicato il metodo adoperato a tale scopo, il quale è abbastanza semplice.

La portata dell'apparecchiatura può essere variata in maniera da avere la massima deviazione dello strumento registratore per intensità di campo di 1, 2, 5, 10, 20 mV/m. E' riportato infine un esempio di diagramma rilevato con il sistema descritto. *g. a.*

C. H. WALTER — **Su un nuovo circuito raddrizzatore di misura.** (Z. S. f. techn. Phys., agosto 1932, XIII, 8, pag. 363-376, con 8 fig.).

I due circuiti I e II della fig. 1 contengono ciascuno un raddrizzatore D ed una resistenza di carico R in serie; su uno agisce la somma,

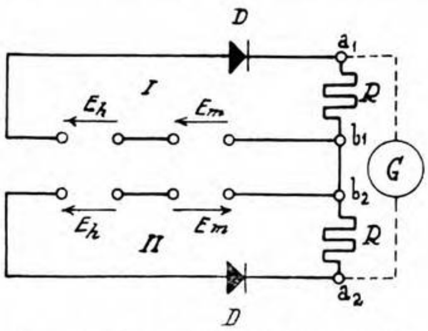


Fig. 1. — Schema di principio del raddrizzatore.

sull'altro la differenza geometrica delle tensioni alternative di uguale frequenza E_m ed E_h. La prima è la tensione da misurare; la seconda una tensione ausiliaria di ampiezza molto maggiore. Le f.e.m. risultanti per i due circuiti sono, rispettivamente, $E_h + E_m$ ed $E_h - E_m$ (fig. 2);

le componenti di corrente continua sono proporzionali alle ampiezze di tali tensioni; la d.d.p. continua ai morsetti a_1 e a_2 è proporzionale alla differenza delle tensioni risultanti, cioè, se $|E_h| \gg |E_m|$, a $2|E_m|\cos\alpha$.

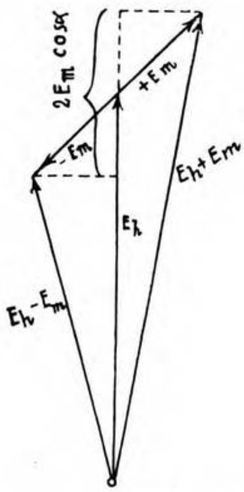


Fig. 2. — Diagramma vettoriale del raddrizzatore.

La corrente continua che passa attraverso lo strumento reometrico G è allora:

$$i_g = c|E_m|\cos\alpha\,,$$

in cui c è una costante, α l'angolo di fase tra E_h ed E_m.

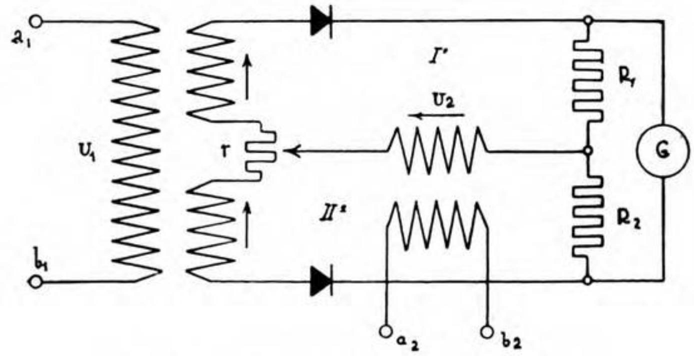


Fig. 3. — Schema pratico di ponte raddrizzatore.

Il dispositivo può quindi servire alla misura « per proiezione » dell'ampiezza di una grandezza elettrica alternativa (generalmente a frequenza acustica) riferita alla fase di una f.e.m. ausiliaria.

La caratteristica corrente-tensione di un raddrizzatore è, per piccole ampiezze della tensione applicata, quasi confondibile con una curva del secondo ordine; ma per ampiezze sufficientemente grandi si può ritenere che il raddrizzatore presenti una resistenza costante R_s molto grande in un senso (senso di arresto), ed una resistenza R_f anche co-

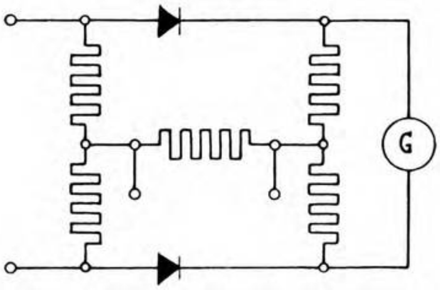


Fig. 4. — Schema pratico di ponte raddrizzatore.

stante, ma molto piccola, nel senso opposto. In tali condizioni la componente di corrente continua nel circuito del raddrizzatore si può ritenere proporzionale alla proiezione dell'ampiezza della tensione applicata. Basta quindi scegliere E_h sufficientemente grande (senza che sia necessario conoscerne il valore), perchè il raddrizzatore lavori nelle condizioni accennate e il circuito eroghi nello strumento misuratore una corrente

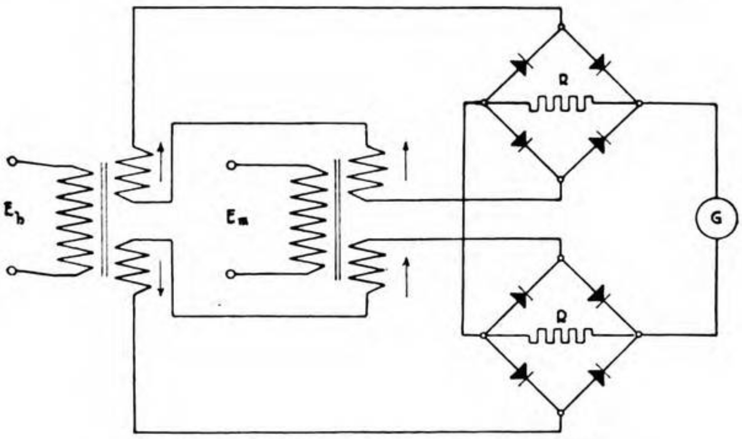


Fig. 5. — Schema pratico di ponte raddrizzatore.

continua proporzionale alla ampiezza della tensione da misurare. Se R_s ed R_f hanno uguale costante di temperatura, il dispositivo ha sensibilità massima, se è soddisfatta la condizione: $R = \sqrt{R_s \cdot R_f}$.

Lo schema di principio di fig. 1 può essere praticamente attuato nelle forme di fig. 3, 4, 5; in ciascuno di tali schemi si possono scambiare tra loro i punti di applicazione delle due tensioni. *E. Cr.*

C. H. Walter — **L'applicazione del ponte raddrizzatore alla tecnica delle misure.** (Z. S. f. techn. Phys., settembre 1932, XIII, 9, pag. 436-441, con 6 fig.).

Il ponte raddrizzatore descritto in un articolo precedente (1) può essere utilmente adoperato come strumento rivelatore nella diagonale galvanometrica di ponti a corrente alternata. Anzi, se si deriva oppor-

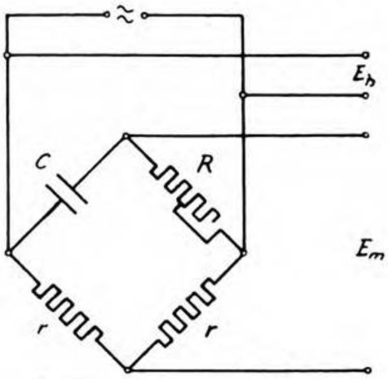


Fig. 1. — Esempio di ponte a corrente alternata col raddrizzatore come strumento indicatore.

tunamente la tensione ausiliaria da quella stessa di alimentazione del ponte o dalla tensione esistente ai capi di uno dei lati, disponendo di un variatore di fase (generalmente basta un condensatore per lo sfasa-

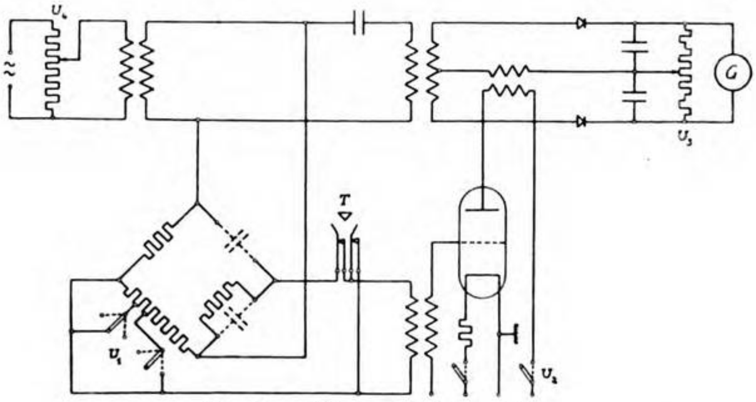


Fig. 2. — Misuratore di capacità.

mento di 90°), si dimostra che è facile leggere sullo strumento deviazioni proporzionali rispettivamente alle componenti reale ed immagi-

(1) Z. S. f. techn. Phys., 1932, XIII, p. 363; recensito nel presente fascicolo di A. F.

naria della impedenza, cui è dovuto lo squilibrio del ponte. Tale proprietà è particolarmente utile, qualora si vogliano determinare gli scarti di una serie di grandezze pressochè uguali dal valore di una grandezza tipo, per la quale il ponte risulta equilibrato.

I dispositivi variano da caso a caso. Un esempio interessante è quello di fig. 1; la tensione ausiliaria è la stessa che alimenta il ponte;

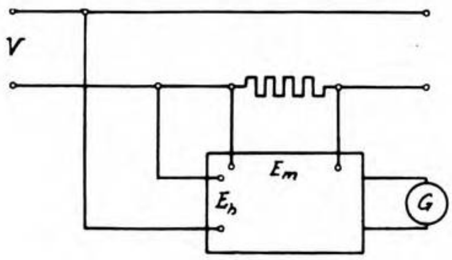


Fig. 3. — Misura della componente attiva di una corrente.

lo strumento dà indicazione nulla quando $1/(\omega C) = R$. In tali condizioni, infatti, E_m ed E_h risultano in quadratura. Il ponte può servire quale misuratore di frequenza; è simile al noto ponte di Robinson, salvo che qui occorre solo una resistenza variabile.

La possibilità teorica ora accennata in linea di principio, è utilizzata in alcuni apparati di misura costruiti dalla Siemens e Halske.

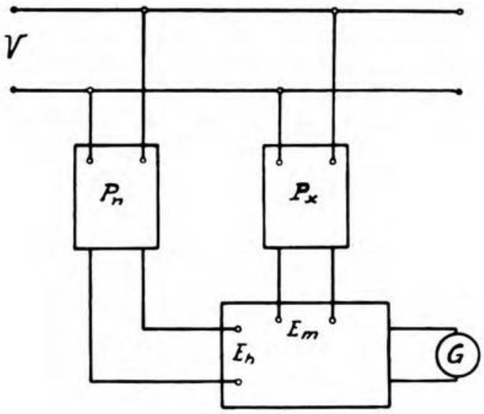


Fig. 4. — Misura dell'angolo di fase di un quadripolo.

L'apparecchio di fig. 2 serve ad esempio a controllare la capacità di circuiti reali e combinati di cavi telefonici cordati a bicoppie. In un lato del ponte è la capacità campione; in un altro si inseriscono successivamente i circuiti da provare. La tensione ai capi della diagonale galvanometrica, amplificata da un triodo, viene condotta al raddrizzatore; la tensione ausiliaria di questo è la medesima che alimenta il ponte. Si chiude in corto circuito l'amplificatore con la chiave T e si rettifica il

bilanciamento del raddrizzatore mediante il potenziometro U_3; quindi, manovrando il commutatore U_1, si squilibra il ponte di una quantità nota e in sensi opposti, e si regola la tensione di alimentazione mediante U_4, fino a che la deviazione dello strumento rivela la prestabilita sensibilità. Quindi si inseriscono successivamente nel ponte i circuiti da

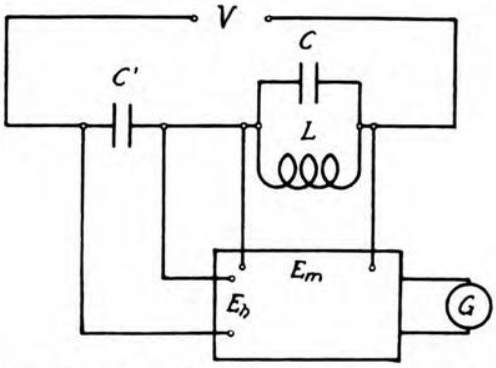


Fig. 5. — Misura della frequenza di una tensione alternativa.

provare e si legge per ciascuno la deviazione al galvanometro G la cui scala è già graduata in percento di differenza rispetto alla capacità campione.

Un altro apparecchio analogo permette di verificare rapidamente l'efficienza della guaina di materiale ferromagnetico ad alta permeabilità, che riveste un conduttore krarupizzato. Quest'ultimo vien fatto scor-

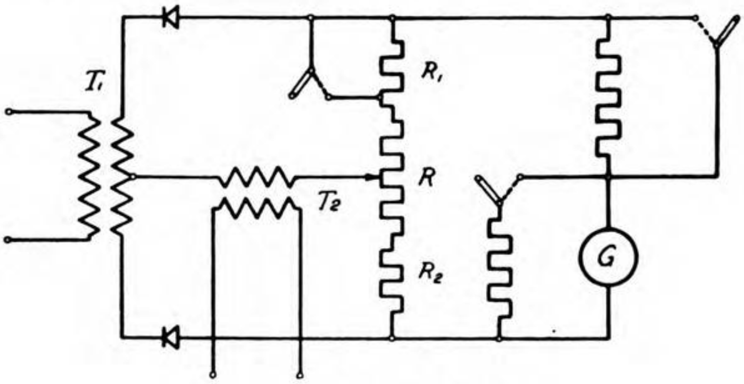


Fig. 6. — Analizzatore di frequenza.

rere entro una bobina di induttanza, inserita in un ponte di Maxwell alimentato a 5000 Hz; la tensione ausiliaria è ottenuta sfasando dell'angolo opportuno la tensione di alimentazione; sul galvanometro si leggono direttamente gli scarti nel valore dell'induttanza della bobina, dovuti a disuniformità della krarupizzazione.

Il raddrizzatore può servire a misure di carattere diverso. Inserito come in fig. 3 su una linea a corrente alternata, dà indicazioni proporzionali alla corrente attiva e quindi alla potenza; se sulla derivazione per la tensione ausiliaria si inserisce un condensatore, che la sfasi di 90°, le indicazioni sono proporzionali alla corrente reattiva. In fig. 4 P_n è un quadripolo avente angolo di fase variabile con legge nota (per esempio un ordinario variatore di fase), P_x un quadripolo di cui invece non si conosce l'angolo; si varia P_n fino ad avere deviazione nulla; in tale condizione E_h ed E_m sono evidentemente in quadratura. In fig. 5 si ha un dispositivo misuratore di frequenza; per $C = 1/(\omega L)$ il circuito risonante equivale ad una resistenza ohmica pura, le due tensioni sul raddrizzatore sono in quadratura e lo strumento segna zero.

La Siemens e Halske costruisce un sensibile analizzatore di frequenza basato sull'uso del ponte raddrizzatore e rappresentato in fig. 6. Al trasformatore T_2 è applicata la tensione da analizzare, al trasformatore T_1 una tensione esploratrice sinoidale di frequenza ausiliaria variabile. Se E_m è l'ampiezza, ω la pulsazione di una delle componenti della frequenza da analizzare, si regola la frequenza ausiliaria fino a che abbia una pulsazione differente di σ da quella della componente suddetta. La corrente nello strumento è:

$$i = 2\,k\,E_m \cos \sigma\,t$$

e la lancetta segue le variazioni di i, se σ è abbastanza piccolo. L'ampiezza delle oscillazioni dell'indice è proporzionale ad E_m. Lo strumento ha due sensibilità; è possibile rilevare e misurare armoniche aventi ampiezze fino all'1 % della fondamentale. *E. Cr.*

H. O. Peterson e A. M. Braaten — **Il sistema per misure di frequenza di precisione della R. C. A.** (Proc. I. R. E., giugno 1932, XX, 6, pag. 941-956, con 11 fig.).

Apparecchiatura per il controllo della frequenza delle radiotrasmissioni. Le misure sono fatte, per annullamento di battimenti, con un ricevitore ad autodina tarato con le armoniche di un generatore campione a quarzo. Questo è costituito da un piezooscillatore con frequenza di 100 kHz, il quale alimenta un produttore di armoniche modulato, con frequenza di 10 kHz, da un multivibratore sincronizzato dal piezooscillatore. Si riesce così ad ottenere tutte le armoniche, fino alla 300ª, e per ognuna una serie di bande laterali intervallate di 10 kHz. E' interessante osservare che queste bande laterali sono a loro volta modulate con frequenza di 60 Hz, per renderle facilmente identificabili. L'errore massimo probabile di una serie di misure con questa apparecchiatura è ritenuto non superiore a $\pm 3/10^6$. [*Tale cifra sembra leggermente ottimistica, poichè implicherebbe una stabilità veramente eccezionale dell'oscillatore ad autodina del ricevitore* - n. d. r.]. *M. B.*

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE E RADIOGONIOMETRIA.

L. S. Palmer — **L'azione delle onde corte sulle antenne a telaio.** (Proc I. R. E., agosto 1932, XX, 8, pag. 1345-1367, con 14 fig.).

Lo studio dell'effetto di un'onda elettromagnetica su di un quadro parallelamente alla direzione di propagazione, conduce, quando le dimensioni del quadro siano dello stesso ordine di grandezza della lunghezza d'onda, a conclusioni affatto diverse da quelle generalmente ammesse quando invece le dimensioni del quadro siano trascurabili rispetto alla lunghezza d'onda. Per le alte frequenze, nel calcolo della corrente effettiva circolante nel quadro è necessario tenere conto dell'azione mutua fra i vari elementi del quadro stesso.

Un tale corretto procedimento porta a relazioni che mettono in rilievo quale grande influenza abbia, sul valore della corrente, un esatto proporzionamento delle dimensioni del quadro. Per ottenere la massima corrente non è sufficiente sintonizzare il quadro ma occorre anche opportunamente dimensionarlo. Per ogni particolare larghezza vi sono almeno due aree critiche per la miglior ricezione. Inoltre, poichè nelle relazioni ottenute figura l'angolo fra il vettore elettrico dell'onda in arrivo e un lato del quadro, ne deriva che, in un quadro dimensionato secondo il criterio della massima corrente, il valore di questa varia anche quando si faccia ruotare il quadro intorno ad un asse perpendicolare al suo piano, ed assume due valori massimi e due minimi, per ogni rotazione completa.

Nella seconda parte del lavoro sono descritte le esperienze fatte per verificare la teoria, e i risultati ottenuti. Fu usato un oscillatore Hartley modificato, su lunghezze d'onda da 7,54 a 8,80 m, posto a circa 100 m da un quadro meccanicamente deformabile sia in una , sia in entrambe le dimensioni, con area massima di 8,5 m². La sintonia era ottenuta derivando sul quadro una bandella di rame in parallelo con un condensatore. Il perfetto orientamento del quadro rispetto all'oscillatore era raggiunto esplorando, nelle immediate vicinanze del quadro principale, con un altro piccolo quadro sintonizzato, munito di termocoppia. I risultati ottenuti si accordano abbastanza bene con le previsioni teoriche, sopratutto per i quadri di area più piccola. Si osserva l'opportunità di fare quadri con altezza e larghezza molto simili fra loro. In appendice è riportato un procedimento grafico per la risoluzione delle equazioni trascendenti che stabiliscono le condizioni di miglior dimensionamento.

E. Se.

RICEVITORI.

M. V. Callendar — **Problemi nella ricezione selettiva.** (Proc. I. R. E., settembre 1932, XX, 9, pag. 1427-1455, con 19 fig.).

Sono considerati, da un punto di vista puramente teorico, alcuni problemi inerenti al conseguimento dei più alti valori di selettività attualmente richiesti per i ricevitori radiofonici, e sono esaminate le distorsioni che tale pratica comporta.

M. B.

A. Clausing e W. Kautter — **Distorsioni lineari nei ricevitori per radiodiffusione e loro compensazione con sistemi egualizzatori in bassa frequenza.** (Proc. I. R. E., settembre 1932, XX, 9, pag. 1456-1480, con 26 fig.).

Per ottenere una buona separazione fra radiotrasmissioni adiacenti, dei servizi di radiodiffusione circolare, occorrono attualmente nei ricevitori doti di selettività notevoli, che possono essere raggiunte aumentando il numero dei circuiti oscillatorii o migliorando la qualità delle bobine. Precauzioni devono esser prese, in ricevitori così selettivi, per ridurre l'attenuazione delle più alte frequenze di modulazione a un valore compatibile con una fedele riproduzione dei suoni. I filtri di banda a circuiti accoppiati, per radiofrequenza, hanno avuto largo impiego con tale scopo, ma specialmente per gli amplificatori operanti su frequenza fissa, e cioè nei ricevitori con cambiamento di frequenza; essi, per contro, presentano difficoltà notevoli nei ricevitori ad amplificazione diretta.

Per questi hanno invece particolare interesse quei metodi che, nella parte a bassa frequenza del ricevitore, correggono, per le più importanti frequenze acustiche, l'attenuazione prodotta dalla parte a radiofrequenza. Tali metodi si basano generalmente sull'impiego di filtri

composti di resistenze e capacità; ma vi si possono talvolta anche introdurre vantaggiosamente induttanze, utilizzando effetti di risonanza « parallelo » oppure « serie ». In particolare, usando accoppiamento a trasformatore, può essere utilizzato un effetto di risonanza « serie » della capacità propria del secondario con la sua induttanza di dispersione magnetica, aumentando quest'ultima, mediante l'inserzione di un foglio magnetico tra primario e secondario, in modo che la frequenza di risonanza si abbassi sui 5000 Hz. [*Si può anche ottenere il medesimo risultato derivando sul secondario una capacità di valore opportuno*: 300 ÷ 800 $\mu\mu$F - n. d. r.]. *M. B.*

C. L. Fortescue — **La selettività dei radioricevitori per programmi musicali.** (J. I. E. E., Londra, giugno 1932, LXXI, 426, pag. 102-103 [1], con 2 fig.).

L'A presenta una serie di argomenti da sottoporre a discussione per stabilire quali sono le caratteristiche che un radioricevitore deve avere. Un primo punto da chiarire è il limite della frequenza sonora che si deve ricevere: è noto che, quanto più ampia è la banda delle frequenze sonore, tanto maggiore deve essere la minima differenza di frequenza fra due stazioni diverse allo scopo di evitare i fenomeni d'interferenza. Altra questione è la scelta del circuito più adatto per la ricezione, tale cioè da assicurare un'eguale amplificazione per tutte le onde sonore contenute nello spettro di banda. E' da fissare infine per quale differenza minima di frequenza tra le portanti non si verifica interferenza fra due emissioni radiofoniche.

All'esposizione dell'A segue la discussione. I limiti di frequenza delle onde sonore per la radioricezione sono di solito 50 e 5000 Hz; sarebbe tuttavia desiderabile elevare il limite superiore fino a 9000 poichè realmente l'orecchio apprezza la mancanza delle frequenze comprese fra 5000 e 9000 Hz. Questo concetto trova già applicazione nella costruzione dei cavi telefonici dove si prescrive che la frequenza di taglio sia di 8000 Hz (norme americane). Poichè una radioemissione modulata occupa una banda di frequenze di larghezza doppia della frequenza massima di modulazione, la minima differenza fra le frequenze di due radioemissioni adiacenti dovrebbe, di conseguenza, essere elevata a 18 kHz.

Molto discussa è la questione delle interferenze, e discordi i pareri in proposito; sembra tuttavia non dubbio che non vi sia mezzo di eliminare le interferenze se le frequenze laterali dell'emissione disturbatrice danno, con la portante dell'emissione ricevuta, battimenti di frequenza compresa nella gamma udibile che si desidera normalmente ricevere. Questa però è una condizione limite, per nulla sufficiente in ogni caso, poichè, se per esempio si vuole ricevere una stazione che produce un'intensità di campo di 1,5 mV/m senza avere disturbo da una stazione adiacente che dà invece un campo di 300 mV/m, è necessario accontentarsi di una gamma di frequenze acustiche notevolmente minore della semidifferenza tra le frequenze delle due stazioni.

In tema di ricevitori qualcuno esprime il parere che siano preferibili quelli con selettività acuta in alta frequenza e circuiti di compensazione in bassa frequenza, anzichè quelli con filtri di banda in alta frequenza, senza tuttavia specificarne i motivi. [*Questi verosimilmente vertono sulla difficoltà di realizzare, nei ricevitori con amplificazione diretta del segnale, filtri a banda passante di larghezza costante al variare della frequenza; difficoltà che si appiana nei ricevitori a*

[1] Segue la discussione fino a pag. 113.

cambiamento di frequenza, per i quali anzi riteniamo che sia più facile realizzare un filtro di banda sulla frequenza intermedia, anzichè un circuito di compensazione per le frequenze acustiche - n. d. r.].

In complesso la discussione, mentre ha dimostrato un perfetto accordo fra i partecipanti sull'opportunità di estendere oltre i 5000 Hz la gamma di frequenze acustiche riprodotte, non ha portato alcun notevole contributo sulla questione del migliore tipo di apparecchio radioricevente. *I. L.*

H. A. THOMAS — **Perfezionamenti nel collaudo dei ricevitori.** (J. I. E. E., Londra, giugno 1932, LXXI, 426, pag. 114-125 [1], con 17 fig.).

L'impianto completo per la prova degli apparecchi radio è distribuito in due cabine separate ed accuratamente schermate. Nella prima sono contenuti il generatore a radiofrequenza atto a coprire un campo fra 10 e 50.000 kHz, il generatore di modulazione a frequenza acustica previsto per produrre una tensione alternata di forma sinusoidale e di frequenza compresa fra 20 e 10.000 Hz, ed il misuratore della profondità di modulazione; nella seconda cabina trovano posto l'attenuatore, l'antenna artificiale, l'apparecchio in prova, il misuratore di distorsione ed il voltmetro di uscita.

Il generatore a radiofrequenza comprende tre tubi elettronici: uno oscillatore, uno modulatore per variazione di tensione anodica ed un terzo amplificatore aperiodico della tensione a radiofrequenza modulata. Il misuratore della profondità di modulazione è costituito da due voltmetri elettronici a rettificazione per caratteristica anodica; si ha completa indipendenza dalla frequenza di modulazione, ma è necessario avere due tubi elettronici che diano rettificazione con legge quadratica; la teoria del dispositivo è svolta in appendice.

L'attenuatore è ottenuto con un complesso di riduttori potenziometrici a resistenze non induttive e permette di ridurre la tensione costante, data dall'oscillatore, al valore voluto (fra i limiti estremi di 1 V e di 1 μV). L'antenna artificiale è costituita da un condensatore di 200 $\mu\mu$F, un'induttanza di 20 μH ed una resistenza di 25 Ω in serie; questo circuito corrisponde ad un'antenna avente un'altezza efficace di 4 m. Se l'apparecchio è destinato ad essere collegato con un'antenna di maggiore altezza si farà la prova con una tensione proporzionalmente maggiore. Il voltmetro di uscita è di tipo elettrostatico, e misura la differenza di potenziale ai morsetti di una resistenza fissa che sostituisce l'altoparlante. Il misuratore della distorsione è derivato dal ponte di Wheatstone per corrente alternata: il ponte viene equilibrato per la frequenza di base e si misura lo squilibrio prodotto dalle armoniche presenti.

Le grandezze che interessano il collaudo sono: la sensibilità con frequenza di modulazione di 400 Hz, la selettività, il fattore di amplificazione alle diverse frequenze di modulazione o fedeltà, ed il fattore di purezza.

Per i ricevitori per radiodiffusione, hanno perso attualmente valore le misure di sensibilità, che non ne rivelano alcuna vitale caratteristica, dato che in un moderno ricevitore la sensibilità è variabile entro ampissimi limiti e che il limite massimo è raramente raggiunto nel funzionamento effettivo. Si propone perciò di sostituire la misura della sensibilità con una classificazione dei ricevitori in base alla intensità di campo con la quale (con antenna di altezza efficace normale: 4 m) è previsto che il ricevitore debba normalmente funzionare. Ana-

[1] Segue la discussione fino a pag. 133.

logamente è proposta una classificazione in base alla massima potenza erogata (cioè trasmessa all'altoparlante); in tal modo ogni ricevitore sarebbe caratterizzato da una cifra e da un numero, relativi alle due classificazioni. I corrispondenti dati di tensione di entrata e di potenza di uscita sono presi come base per le successive misure di selettività, fedeltà, ecc.

La misura della selettività è basata sul rilievo della curva di risonanza del ricevitore, ottenuta portando la potenza di uscita in funzione della radiofrequenza del segnale (fig. 1), con tensione di entrata al ricevitore costante e frequenza di modulazione di circa 50 Hz; la selettività è numericamente determinata dal rapporto tra l'area tratteggiata

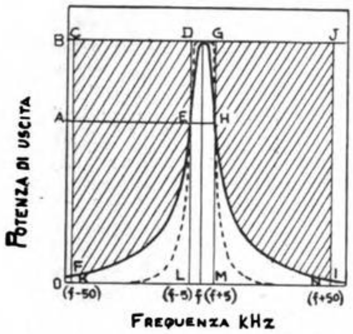


Fig. 1. — Determinazione della « selettività » di un radioricevitore.

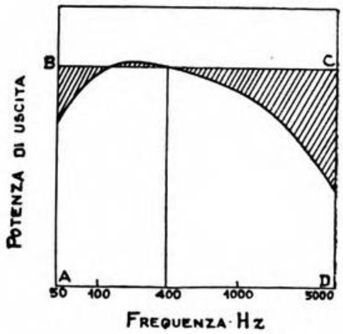


Fig. 2. — Determinazione della « fedeltà » di un radioricevitore.

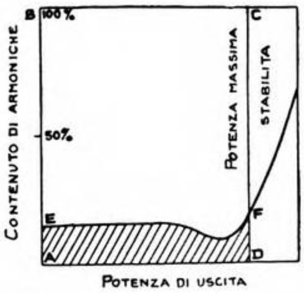


Fig. 3. — Determinazione della « purezza » di un radioricevitore.

e la somma dei due rettangoli *C K L D* e *G M N J*. Tale rapporto sarebbe uguale all'unità se il ricevitore amplificasse solo le frequenze comprese tra $(f-5)$ ed $(f+5)$ kHz.

Per la misura della fedeltà, ricavata la curva della potenza di uscita in funzione della frequenza di modulazione (fig. 2), la relativa cifra di merito è determinata con la formula:

$$1 - K \frac{\text{area tratteggiata}}{\text{rettangolo } A\,B\,C\,D},$$

essendo *K* una costante arbitraria per la quale è proposto il valore 2.

Il fattore di purezza si calcola dalla curva che dà il contenuto totale di armoniche in funzione della potenza di uscita (fig. 3), mediante la formula:

$$1 - K \frac{\text{area tratteggiata}}{\text{rettangolo } A\ B\ C\ D},$$

nella quale per K è proposto il valore 4.

Il prodotto delle tre cifre di selettività, fedeltà e purezza formerebbe la cifra di merito complessiva del ricevitore.

Sono riportati i risultati dell'applicazione di questi metodi di collaudo a due apparecchi radioriceventi, con 3 e 4 tubi elettronici rispettivamente.

L'articolo è seguito da un'ampia e interessante discussione.

P. K. Turner ritiene del tutto inattuabile la proposta di determinare un'unica cifra di merito complessiva per ogni ricevitore; riguardo all'apparecchiatura per le misure, per la misura base per la determinazione della tensione di entrata a radiofrequenza reputa preferibile un voltmetro elettronico, che può dare direttamente l'ampiezza media della tensione, anzichè la termocoppia, per la quale occorre una tabella di correzione in funzione della profondità di modulazione.

F. S. Barton critica il metodo per la misura della selettività, che non tiene conto degli effetti della demodulazione nel rivelatore; suggerisce perciò di eseguire tale misura sintonizzando il ricevitore su una portante non modulata e determinando quindi la potenza di uscita prodotta da un'altra portante, modulata a 50 Hz, e la cui frequenza è fatta variare in più e in meno dal valore di risonanza, entro un opportuno intervallo.

W. I. Brown critica pure il metodo di misura della selettività, e osserva come uno dei ricevitori sperimentati, pur fornendo una notevole cifra di merito, di 95,5 %, presenti una selettività scarsissima, poichè per una variazione di 10 kHz dalla frequenza di risonanza la potenza di uscita si riduce solamente a 1/10 (e quindi a circa 1/3 la tensione di uscita).

Analogamente A. H. Cooper, il quale si dimostra favorevole al metodo proposto dall'« Institute of Radio Engineers », secondo cui la risonanza è rilevata mantenendo costante la potenza di uscita, e variando invece la tensione di entrata: sono così eliminati gli errori dovuti a non linearità del rivelatore.

P. G. Voigt suggerisce di includere anche l'altoparlante nelle prove di collaudo e propone un metodo di misura dell'energia sonora totale irradiata.

L'A risponde infine alle varie osservazioni, ma senza portare alcun nuovo contributo rimarchevole. *I. L.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

A. B. Du Mont — **Ricerca su varie strutture di elettrodi per tubi a raggi catodici atti alla ricezione della televisione.** (Proc. I. R. E., dicembre 1932, XX, 12, pag. 1863-1877, con 16 fig.).

L'applicazione dei tubi a raggi catodici alla ricezione della televisione comporta la soluzione di problemi che non si incontrano nell'uso dei tubi come oscillografi. I tubi per televisione devono essere costruiti in modo che sia possibile variare l'intensità della macchia luminosa sullo schermo senza alterarne il diametro.

Una serie di prove sopra numerosi tipi di tubi sperimentali ha permesso di stabilire come sia possibile costruire un tubo per televi-

sione il quale lavori con tensioni negative all'elettrodo modulatore e richieda solo una piccola tensione di controllo per modulare completamente l'intensità del raggio, pur mantenendo costante il diametro della macchia luminosa.

Il confronto fra i diversi tubi si è basato sul rilievo delle caratteristiche della corrente dell'elettrodo acceleratore in funzione della tensione dell'elettrodo di controllo: sembrerebbe (pur non essendo ciò esplicitamente detto nella nota) che tale corrente stia in relazione diretta con la luminosità della macchia. E' da notare che i tubi per televisione devono essere ad alto vuoto, poichè quelli a gas presentano caratteristiche non lineari, e negative per tensioni di controllo prossime a zero: nei tubi sperimentati si avevano pressioni dell'ordine di alcuni micron di mercurio.

L'uso di due elettrodi acceleratori ha portato a maggiori intensità luminose ed ha permesso la regolazione separata della grandezza della macchia. *M. B.*

TUBI ELETTRONICI.

J. R. Nelson — **Alcune osservazioni sulla rivelazione " per griglia " e con diodo.** (Proc. I. R. E., giugno 1932, XX, 6, pag. 989-1003, con 7 fig.).

La resistenza equivalente di entrata R_e di un tubo rivelatore per caratteristica di griglia è sempre maggiore del valore limite $R/2$, che si ottiene nel caso ideale, in cui si suppone molto grande la resistenza R di scarica della griglia e piccolissima, per tensioni di griglia positive, la resistenza interna griglia-filamento del tubo. Con queste condizioni la tensione continua ai capi della resistenza R sarebbe uguale al valor massimo della tensione alternata applicata, mentre in realtà ne è minore e quindi dà luogo a minori perdite nella resistenza R e determina un valore maggiore della resistenza equivalente R_e, che è riferita al valore della tensione alternata; d'altra parte la considerazione dell'energia dissipata per resistenza interna nello spazio griglia-filamento richiede per R_e una correzione in senso opposto, la quale è però di minore importanza.

Estendendo un procedimento di calcolo usato da Colebrook, e precedentemente indicato da David (1), l'A ricava e pone in diagramma i valori della resistenza equivalente di entrata in funzione della tensione alternata applicata alla griglia, e per diversi valori della resistenza di griglia R. Confronta quindi questi risultati con quelli ottenuti con una formula proposta da Terman e Morgan (2) e con un'altra che trascura le perdite nello spazio griglia-filamento; le differenze sono abbastanza sensibili.

Prende pure in esame le distorsioni prodotte dalla rivelazione, misurando il valore percentuale della seconda armonica per diversi valori delle costanti del circuito, della tensione alternata applicata e della profondità di modulazione, sia con un triodo E R 27 rivelatore per caratteristica di griglia, sia usando lo stesso tubo come diodo rivelatore: col triodo è necessario mantenere entro limiti notevolmente ristretti la tensione alternata applicata per non avere eccessive distorsioni.

Critica infine il procedimento usato da Terman e Morgan per il calcolo della frequenza limite di modulazione per la quale non si hanno distorsioni, in funzione della costante di tempo del circuito di griglia

---

(1) P. David: Onde Élec., 1928, VII, p. 316.

(2) F. E. Terman e N. R. Morgan: Proc. I. R. E., 1930, XVIII, p. 2160.

e della profondità di modulazione, e propone a tale scopo una nuova relazione. [*Quest'ultima osservazione ci sembra suscettibile di seria critica, poichè è derivata da una non corretta impostazione del problema* - n. d. r.]. *M. B.*

VARIE.

N. N. Malov e S. N. Rschevkin — **Sulla resistenza normale del corpo umano per correnti di alta frequenza.** (H. F. Techn. u. El. Ak., aprile 1932, XXXIX, 4, pag. 127-130, con 4 fig.).

La ricerca è stata fatta considerando per 488 kHz la resistenza del corpo umano tra le palme delle mani, con le braccia distese.

E' stato mostrato come questa resistenza sia in relazione con la circonferenza delle braccia stesse e vari a seconda dell'età delle persone e del sesso. Prendendo valori medi relativi a persone di dimensioni normali sono stati introdotti i valori di resistenza normale, per uomini, donne, ragazzi e ragazze ($500 \div 1000$ ohm). Per persone malate la resistenza così definita può aumentare o diminuire sensibilmente a seconda della malattia. Vien considerata anche la resistenza della gola delle persone, la quale varia pure a seconda delle malattie ($50 \div 120$ ohm).

La capacità del corpo umano è piccolissima ($80 \div 110$ $\mu\mu$F) e quindi non facilmente misurabile. La resistenza specifica del sangue è sempre molto grande ed è indipendente dalle condizioni fisiche della persona, cosicchè è da ritenersi che le variazioni di resistenza a seconda delle malattie ed a seconda delle persone, non dipendano dalla composizione del sangue ma siano piuttosto dovute alle variazioni delle strutture dei tessuti ed allo stato colloidale delle sostanze albuminose.

[*Un altro contributo degli stessi AA, nel medesimo campo di ricerche, è stato recensito in* A. F., 1932, I, p. 604 - n. d. r.]. *E. P.*

A. van Dyck — **La simmetria dinamica nei progetti di radioapparecchi.** (Proc. I. R. E., settembre 1932, XX, 9, pag. 1481-1511, con 35 fig.).

Circa quindici anni addietro, Jay Hambidge richiamò l'attenzione sui principii di simmetria dinamica, la scienza delle fondamentali relazioni di dimensioni che era la base dell'antica arte greca, e li trattò ampiamente nei suoi lavori « Simmetria dinamica » e « La diagonale » pubblicati dalla « Yale University Press ». Il successivo diffondersi di tali metodi ha dato origine ad una vasta letteratura sull'argomento, riportata in appendice al presente articolo. Questo vuole valorizzare l'uso dei principii di simmetria dinamica, nel progetto della forma esterna di singole parti o di complessi inerenti alla tecnica dei radioapparati, e in particolare di quelli riceventi.

Considerate le leggi fondamentali del metodo e i principali tipi di figure, sono indicati alcuni esempi di applicazione, per il progetto della forma esterna di un altoparlante, di un tubo elettronico e di un mobile per apparecchio radioricevente. *M. B.*

--- CRONACA TECNICA ---

APPLICAZIONI VARIE.

La *G. E. R.* del gennaio 1933 dà notizia di un **faro acustico per navigazione aerea,** che rende possibile ai piloti in volo di determinare con esattezza il passaggio sopra i limiti del campo di aviazione, anche nei casi di limitata o nulla visibilità. Esso irradia verticalmente, a ventaglio, un suono intenso scandito secondo un codice prescelto. Se il velivolo è provvisto di altimetro acustico [1], il suono riesce percettibile anche ad altezze superiori ai 900 m; senza particolari dispositivi, i piloti lo avvertono fino ad oltre 450 m.

Il faro consta di tre fischi a 3000 hertz, con diametro di 2,5 cm, montati in tre coni disposti a ventaglio verso l'alto. Un comando a motore interrompe ritmicamente l'afflusso d'aria ai fischi per scandire il segnale, e l'impiego di un adatto serbatoio garantisce costante la pressione di alimentazione. *P. L.*

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

Avviene spesso, che le stazioni trasmittenti per radioaudizioni circolari mutino la loro lunghezza d'onda (involontariamente o no) e diano origine a fischi di interferenza con stazioni vicine. Sulla **eliminazione dei fischi di interferenza** riferisce E. Schwandt, in un articolo comparso nel *F.T.M.H.* del febbraio 1933.

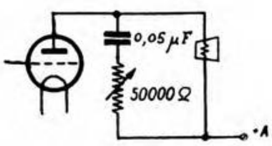


Fig. 1. — Schema di un semplice regolatore di tono.

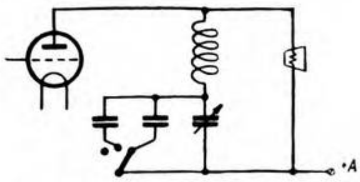


Fig. 2. — Inserzione di un filtro di interferenza.

I moderni ricevitori ultraselettivi, muniti di filtri di banda, ricevono frequenze in un intervallo limitato a circa 7000 (più di rado a 9000) hertz, cioè permettono la ricezione di frequenze acustiche da 0 a 3500 (più di rado a 4500) hertz. Se una stazione, la cui frequenza dista di 9000 hertz da una stazione vicina, si approssima a quest'ultima di 1000 o 2000 hertz, il fischio di 8000, 7000 hertz che ne risulta non sarà udito da questi moderni ricevitori ultraselettivi. Ma in ricevitori meno perfetti il sibilo si produce e può dare grave disturbo.

Un mezzo semplice per attenuare l'inconveniente è già il regolatore

---

[1] A. F., 1932, I, p. 290.

di tono (fig. 1), che trovasi inserito in parallelo sull'altoparlante ed ha impedenza decrescente al crescere della frequenza. Ma per eliminare un fischio di interferenza è assai più adatto un filtro selettivo (a induttanza e capacità), il quale elimini solamente la frequenza del fischio, senza influire sulle altre frequenze. Lo si può costruire con una bobina (senza

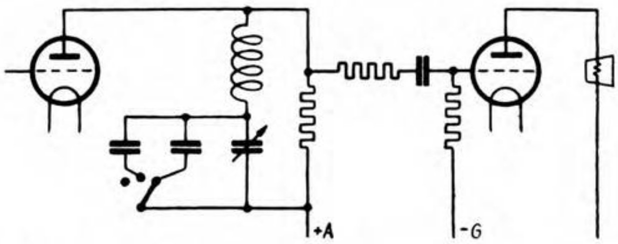


Fig. 3. — Filtro di interferenza fra lo stadio rivelatore e lo stadio amplificatore finale.

nucleo di ferro) di 1 H di induttanza e con una capacità variabile di 500 $\mu\mu$F (cui si possono aggiungere in parallelo capacità fisse di 500 e 1000 $\mu\mu$F).

Il filtro può essere collocato in parallelo sull'altoparlante (fig. 2) o meglio ancora fra lo stadio rivelatore e lo stadio amplificatore finale (fig. 3). La manovra consiste semplicemente nel variare la capacità del condensatore fino alla scomparsa del fischio. *L. Sp.*

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

Nel settembre 1932 fu istituito un **servizio telefonico a corrente vettrice tra Kopenhagen e Aarhus,** del quale ha dato notizia N. E.

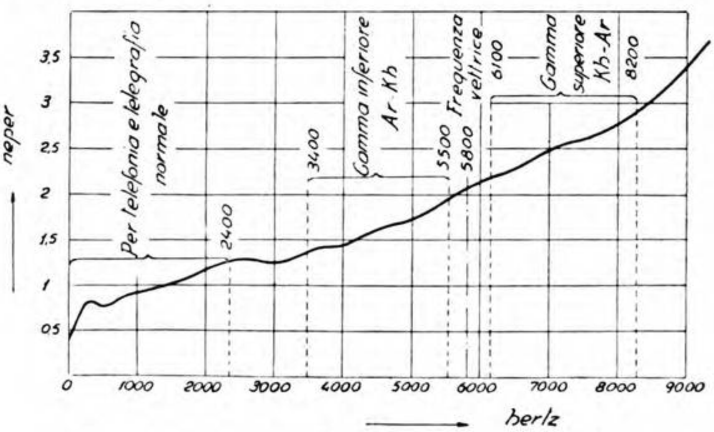


Fig. 1. — Attenuazione totale del circuito Kopenhagen-Aarhus.

Holmblad in *Ingeniren* di Kopenhagen del dicembre 1932. Esso presenta un certo interesse per tre notevoli particolarità: *a*) perchè at-

tuato su un circuito costituito, per circa il 20 % della sua lunghezza totale (km 211,6), di cavo krarupizzato diviso fra quattro tratte diverse; *b*) per il valore alquanto basso della frequenza vettrice (5800 Hz); *c*) per la facile amovibilità delle apparecchiature.

Sul circuito si ha un canale telefonico normale (per la gamma 0 — 2400 Hz) e due canali a corrente vettrice, ciascuno destinato alla trasmissione in uno dei due sensi. La frequenza portante è comune; per un canale viene trasmessa la sola banda di modulazione superiore, per l'altro solo la inferiore, ambedue senza la portante. Le frequenze modulanti trasmesse sono quelle della gamma 300-2100 Hz. La fig. 1 riproduce la curva di attenuazione del circuito e la suddivisione delle frequenze tra i vari canali. Tra la telefonia normale e quella a corrente vettrice si ha un intervallo di sicurezza di 1000 Hz; tra i due altri canali uno di 600 Hz.

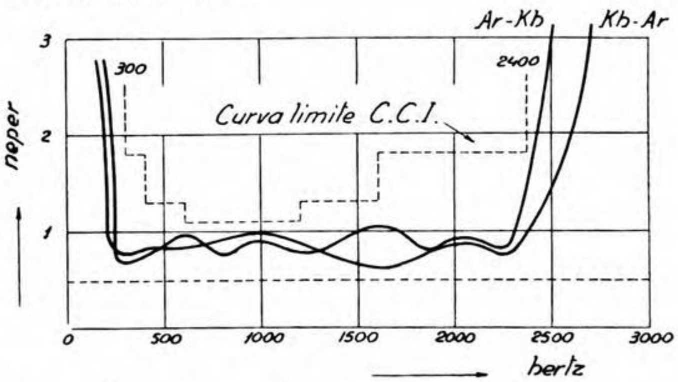


Fig. 2. — Attenuazione residua dei collegamenti a frequenza vettrice Kopenhagen-Aarhus e Aarhus-Kopenhagen.

La fig. 2 dà le curve di attenuazione residua dei due canali a frequenza vettrice; in virtù di adatti egualizzatori le curve risultano soddisfacenti in confronto con le prescrizioni del C. C. I. e più favorevoli di quella relativa alla telefonia ordinaria. Inoltre le conversazioni sono molto pure, perchè i filtri sopprimono tutte le perturbazioni di frequenza inferiore a 300 Hz. Le apparecchiature sono della Siemens e Halske.

I risultati di esercizio dimostrerebbero la convenienza economica del sistema rispetto alla posa di nuovi circuiti metallici in tutti i casi in cui occorre aumentare la capacità di traffico di normali circuiti telefonici; specie laddove il traffico ha andamento stagionale e la installazione delle apparecchiature può essere limitata ai periodi di assoluta necessità.

E. Cr.

MATERIALI.

Una nuova serie di **condensatori in mica** è stata studiata, costruita e messa in vendita recentemente dalla « General Radio Co. », per soddisfare alle richieste di un tipo di condensatore di grande precisione e di caratteristiche molto stabili. Nel numero di gennaio 1933 del *G. R. Experimenter*, A. E. Thiessen illustra gli accorgimenti usati nella costruzione di tali condensatori.

Le ottime proprietà dielettriche della mica devono essere protette specialmente dalla nociva influenza, che su di esse esercitano l'umidità, le azioni meccaniche dirette e le variazioni di pressione provocate da variazioni di temperatura (a causa della diversità dei coefficienti di dilatazione dei vari materiali).

Perciò la mica è essiccata con cura (anche il montaggio avviene a 120° ÷ 150° C) e vien mantenuta secca, circondando il condensatore con una massa pastosa di silice e segatura di sughero, ricoperta da uno strato di resina e cera e rinchiusa in un robusto involucro esterno

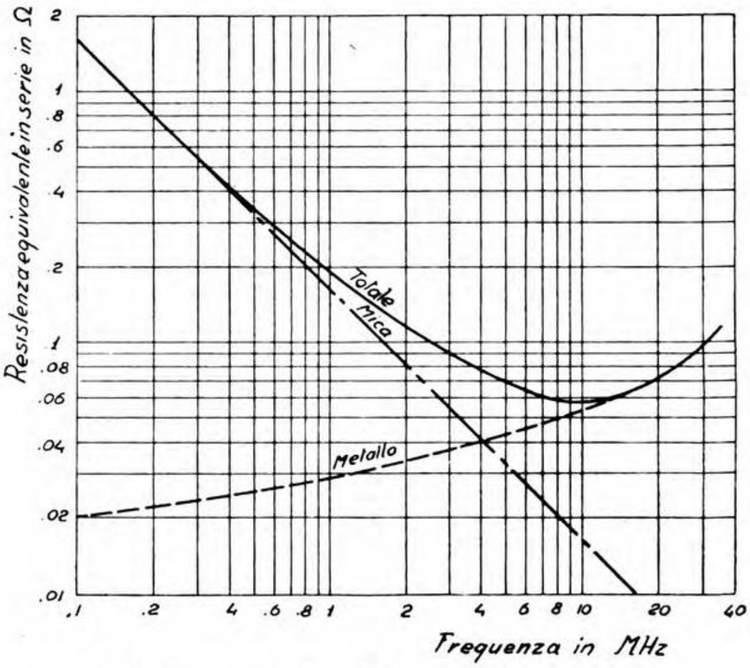


Fig. 1. — Resistenza equivalente in serie in funzione della frequenza.

di bachelite speciale, che serve anche alla protezione meccanica. La quantità di pasta essiccante è tale, che si possono riempire e vuotare 2000 volte, con aria umida al 100 %, gli interstizi rimasti liberi entro l'involucro, senza che la pasta essiccante perda la sua efficacia.

La influenza nociva delle variazioni di pressione è eliminata, quasi del tutto, mantenendo usualmente la mica così compressa che le variazioni di capacità con la pressione siano assolutamente trascurabili.

Come si può rilevare dal diagramma sperimentale riportato in fig. 1 e basato su prove continuate per un periodo di sei mesi, la curva della « resistenza equivalente in serie » in funzione della frequenza, in un primo tratto piuttosto esteso (quello delle frequenze radio più in uso: 0,1 ÷ 1 MHz), non si scosta praticamente da una retta; cioè, essendo il diagramma a doppia scala logaritmica e risultando tale retta inclinata di 45° sull'asse delle ascisse, la R_s varia esattamente in pro-

porzione inversa della frequenza e quindi l'angolo di perdita, definito dalla $\delta = R_s C_s \omega$, è *costante* (e precisamento si ha un sen δ = fattore di potenza, dell'ordine di 0,05 %). Al disopra di 1 MHz il fattore di potenza cresce un po'; a 30 MHz è però ancora inferiore a 0,07 %.

Nella stessa figura si mostra come la curva delle perdite totali (sempre in funzione della frequenza) possa pensarsi come ottenibile, per somma di ordinate, dalla retta rappresentatrice delle perdite dielettriche nella mica e dalla curva delle perdite per effetto Joule nei materiali conduttori delle armature. La scomposizione, affatto arbitraria, non ha, naturalmente, esatto valore quantitativo; ma può essere considerata come una indicazione circa il modo di variare dell'influenza relativa delle diverse perdite al variare della frequenza. *A. Fe.*

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE E RADIOGONIOMETRIA.

In Germania sono stati eseguiti molti lavori per il perfezionamento della radiogoniometria. In un articolo di *F.T.M.H.* del febbraio 1933, è descritto un **trasmettitore radiogoniometrico,** basato sul principio del cosiddetto metodo « A — N ».

Una stazione trasmittente emette, da due quadri ortogonali e con la stessa lunghezza d'onda, i segnali radiotelegrafici delle lettere *a* ed *n* rispettivamente. Poichè i segnali di queste due lettere sono complementari (cioè agli intervalli di riposo di una lettera corrispondono le

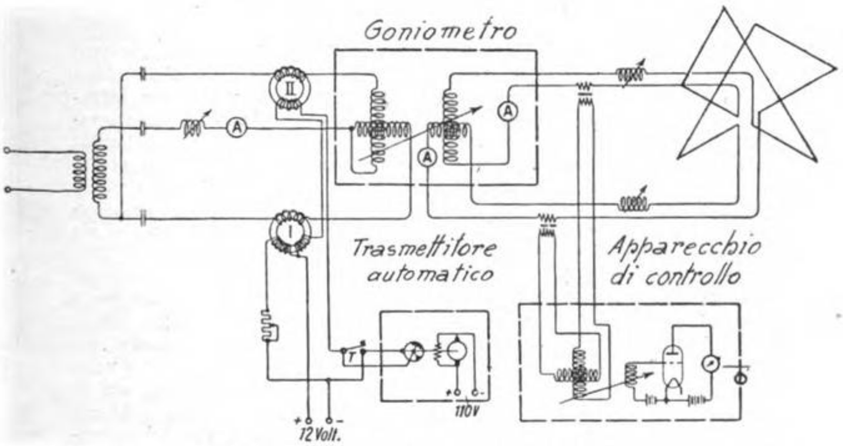


Fig. 1. — Radiogoniometro trasmittente ad emissioni complementari.

emissioni dell'altra), un ricevitore collocato su una direzione, secondo la quale entrambi i quadri emettono la stessa energia, riceve un segnale continuo. Questa particolare direzione è considerata quella del raggio direttivo.

La fig. 1 illustra il procedimento adottato dalla ditta Lorenz. Un trasmettitore induce in due circuiti distinti, i quali, attraverso il cosiddetto goniometro, portano la energia ai circuiti dei due quadri. Per la produzione dei segnali *a, n* si usano le bobine I, II, la prima delle quali ha una magnetizzazione permanente ottenuta da apposito avvolgimento attraversato da corrente continua. Si vede dalla figura, che durante

la formazione dei segnali che compongono una lettera (manipolati dal tasto *T* a mano, o dal trasmettitore automatico) due avvolgimenti delle bobine, messi in serie col tasto, sono attraversati da corrente continua. La bobina I (affetta da magnetizzazione permanente) si smagnetizza, ed offre quindi una forte impedenza al suo circuito, così da bloccare l'alta frequenza. L'opposto accade per la bobina II, inserita nell'altro circuito. Essa offre cioè, in seguito alla magnetizzazione acquistata, impedenza trascurabile.

Si può eseguire il controllo delle emissioni per mezzo di un dispositivo provvisto di goniometro, di valvola rivelatrice e di strumento indicatore.

Invece di emettere i segnali radiotelegrafici costituenti le lettere *a* ed *n*, si può, per mezzo delle stesse bobine I, II, modulare l'alta frequenza. Si usa una modulazione a denti di sega, cioè con aumento graduale di corrente e rapida diminuzione per un circuito, e andamento complementare, cioè aumento rapido e diminuzione graduale, per l'altro circuito. La frequenza di questa modulazione si aggira sui 10, 20 hertz.

Nella ricezione, dopo rivelazione e trasformazione, la bassa frequenza è inviata ad uno stadio in opposizione, provvisto di strumento differenziale. Questo segna una deviazione in un senso o nell'altro, a seconda della prevalenza di un tipo di segnali rispetto all'altro. Quando il ricevitore riceve uguale energia da entrambi i quadri, lo strumento non segna alcuna deviazione. *L. Sp.*

VIBRAZIONI MECCANICHE.

Secondo un'informazione riportata da *The Engineer* del 10 marzo 1933 esperimenti eseguiti dal prof. R. W. Wood a Tuxedo Park (New York) avrebbero dimostrato, che fra gli **effetti delle vibrazioni ultrasonore** di frequenza fra 100 kHz e 700 kHz v'è quello di portare rapidamente alla condizione d'equilibrio ogni sistema instabile. I liquidi soprariscaldati bollono violentemente, se esposti a tali vibrazioni, e, con reagenti chimici sensibili, si possono anche determinare esplosioni. E' evidente che alcune molecole instabili possono essere letteralmente fatte a pezzi, nonostante che la frequenza delle vibrazioni sia al disotto del « periodo naturale » di tali molecole.

E' interessante il fatto, che analoghe esperienze del Wood datano da diversi anni e su di esse fu riferito, al Congresso dei Fisici tenutosi a Como nel 1927, in occasione del centenario voltiano. Allora però, da uno dei congressisti, fu domandato al Wood, che aveva mostrato esperimenti, in cui riusciva colle sue onde ultrasonore ad uccidere pesciolini e rane, se avrebbe potuto ottenere per quella via la sterilizzazione dell'acqua, uccidendo i microbi eventualmente in essa contenuti; ed il Wood aveva risposto che tale operazione era impossibile a cagione delle esigue dimensioni di tali esseri, in confronto con le lunghezze d'onda da lui adoperate. *P. G.*

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

E. Rossi. — *La telegrafia e la telefonia senza fili*. Volume II : *Trasmissione e ricezione*. — R. Bemporad, Firenze, 1933. — Un volume di 115 pagine, con 120 figure, legato. — Prezzo L. 7.

Vengono esposti in forma elementare i principii della tecnica delle radiocomunicazioni, supponendo noti i fondamenti essenziali dell'elettrotecnica, che formano oggetto del primo volume, già pubblicato, della stessa opera (1).
La materia è esposta con ordine e sufficiente chiarezza, benchè la trattazione, per la piccola mole del libro, sia così concisa da rendere alquanto arduo lo studio a chi sia nuovo all'argomento. Considerato come raccolta e riepilogo di nozioni già possedute, il volumetto può invece adempiere ad un'utile funzione, per quanto, anche sotto tale punto di vista, appaia troppo sommaria l'esposizione di taluni argomenti di notevole importanza, quale ad esempio la rivelazione per caratteristica di griglia. Chiudono il libro alcuni accenni alla trasmissione delle immagini, alla televisione e alla cinematografia sonora.
La veste tipografica è buona, e numerosi gli schemi e le figure. Si desidererebbe, se è lecito rilevare mende di carattere prevalentemente formale, maggiore accuratezza nella grafia dei nomi stranieri e maggiore uniformità nei simboli e nelle diciture relative all'unità di frequenza, per la quale, appunto per ragione di uniformità, preferiremmo l'uso del hertz. *D. Ga.*

*

A. Blondel. — *Les courants alternatifs - Méthodes générales pour le calcul des courants sinusoïdaux*. — J. B. Baillière, Paris, 1933. — Un volume di 696 pagine, con 260 figure. — Prezzo Fr. 140 (legato Fr. 155).

Il volume del noto ed autorevole autore francese appartiene alla « Encyclopédie d'Électricité Industrielle », diretta da lui stesso, ed ha per iscopo di servire da introduzione generale allo studio particolareggiato delle macchine e degli apparecchi a corrente alternata e delle linee di trasporto di energia.
Sono esposti e continuamente applicati l'uno accanto all'altro i vari procedimenti per lo studio dei circuiti di correnti alternate a regime : metodo algebrico ordinario, metodo grafico, metodo simbolico, metodo della separazione delle potenze. E' studiato il comportamento di un certo numero di circuiti tipici, contenenti un parametro variabile e sono dedotti i corrispondenti diagrammi polari (in genere circolari) e dimostrate le loro proprietà. Dei procedimenti generali sono illustrate numerose applicazioni a importanti casi concreti ed in

(1) Vedi A. F., 1932, I, p. 136.

particolare alla teoria delle macchine ed a quella delle linee di trasporto, opportunamente preceduta dallo studio dei circuiti polifasi, delle induttanze e capacità dei sistemi di conduttori aerei e dei cavi, e delle proprietà delle funzioni iperboliche. Il volume si chiude con due capitoli che trattano l'uno dei fenomeni di concentrazione delle densità di corrente e dei flussi d'induzione, l'altro dei sistemi polifasi squilibrati studiati col metodo del Fortescue o delle sequenze.

La molteplicità dei metodi seguiti per la trattazione della maggior parte dei problemi sarebbe un difetto in un trattato avente scopi puramente didattici; essa può per contro costituire un pregio nel caso di un libro di iniziazione e forse anche di critica, quale può essere considerato il presente. Se è lecito avanzare qualche osservazione, accenneremo, che non ci sembra conveniente dare una definizione di differenza di fase per il caso di due grandezze periodiche, aventi sì egual frequenza fondamentale, ma andamento non sinusoidale (pag. 3). Basta pensare al caso di grandezze alternative che passino per lo zero non 2 ma $2n$ volte in ciascun periodo della fondamentale, ovvero che presentino sì due soli passaggi per zero durante ciascun periodo della fondamentale, ma siano deformate per effetto della presenza di armoniche pari, così che i passaggi in un senso non avvengano a mezzo periodo di intervallo da quelli nel senso opposto. Nè possiamo approvare la misura dei coefficienti di autoinduzione in « quadranti » (pag. 31 e seg.), che, se era ammissibile in uno scritto del 1893, qual'è quello da cui sono tratti i diagrammi dell'A, non dovrebbe più accettarsi nel 1933 grazie a tutti gli sforzi compiuti per chiarire che un coefficiente di induzione non è grandezza omogenea con una lunghezza. L'argomento, oggi tanto interessante, dei filtri elettrici di frequenza è appena accennato (pag. 237-240), perchè riservato ad altri volumi della medesima enciclopedia. Le citazioni bibliografiche sono relativamente scarse e spesso incomplete e disuniformi; le figure, specie quelle che riproducono diagrammi (ad esempio pag. 508), appariscono poco nitide e riportate ad una scala troppo ridotta.

Le osservazioni accennate sono, ben s'intende, piccoli nèi in confronto con i meriti e con l'autorità dell'illustre autore e con il rilevante pregio dell'opera, che sarà letta con interesse e con profitto da quanti si occupano della teoria dei circuiti elettrici e delle sue applicazioni. *Di.*

*

L. Brillouin. — *La diffraction de la lumière par des ultra-sons.* — Hermann, Paris, 1933. — Un volume di 32 pagine, con 5 figure. — Prezzo Fr. 10.

Il fenomeno osservato può essere descritto nel seguente modo: un mezzo omogeneo, per esempio acqua o benzene, è attraversato da onde elastiche progressive, oppure è sede di vibrazioni stazionarie. Le deformazioni elastiche producono nel mezzo variazioni di densità aventi carattere periodico. Ad esempio, se l'onda è armonica, la densità varia con legge sinusoidale nello spazio (e nel tempo). Il mezzo non è più omogeneo. Se la luce lo attraversa, in esso si verificano fenomeni di diffrazione, e l'esperimento mostra che la luce viene diffratta in più di una direzione, in modo che, operando con fasci di raggi paralleli, si ottengono immagini multiple di un'unica fenditura.

Il fenomeno fu previsto dall'A nel 1921 in base a sue ricerche (diventate classiche) sulla diffusione della luce nei mezzi vibranti,

eseguite nel 1914. La diffrazione di onde elettromagnetiche per effetto delle onde elastiche (ultrasonore) può essere interpretata anche come una specie di effetto Raman, ossia di diffusione della luce con cambiamento di frequenza.

L'esperimento, destinato a verificare l'effetto Brillouin, è stato eseguito solo nel 1932 da Debye e Sears e da Lucas e Biquard. La teoria approssimata dell'A fa prevedere la formazione di due soli raggi diffratti, nel caso di un'onda elastica sinusoidale. Le esperienze fatte col quarzo piezoelettrico, con l'acqua, con l'etere, col CCl_4 e col benzene fanno apparire un numero più elevato di frange.

Debye, Brillouin, Lucas e Biquard tentano di spiegare questo risultato, spingendo l'approssimazione dei loro calcoli, o modificando alcune ipotesi semplificative. Il piccolo libro contiene una chiara esposizione di tutto il problema ed una discussione dei risultati sperimentali in base ad una teoria rigorosa del fenomeno. L'interessante argomento potrebbe costituire oggetto di ulteriori ricerche. *G. Wa.*

*

E. Ravalico. — *Il radiolibro.* — U. Hoepli, Milano, 1933. — Un volume di 571 pagine, con 400 figure, 100 schemi di circuiti e 13 tabelle. — Prezzo L. 18.

Questo manuale, presentato in elegante veste tipografica, con numerose e nitide figure, sarà di utile guida a tutti coloro, che si interessano alla costruzione ed alla installazione di apparecchi radioriceventi.

Numerosi esempi, schemi particolareggiati e tabelle numeriche non mancheranno di riuscire utili anche al costruttore, mentre l'esposizione e la descrizione di tutte le parti di un apparato radioricevente potranno essere lette con facilità dal tecnico non specializzato, che voglia apprendere i principî di funzionamento dei vari dispositivi.

Tra i capitoli più interessanti notiamo quello sul collaudo dei radioricevitori e quello sulla ricerca dei guasti. Vengono altresì esposti e commentati i principali schemi di apparecchi; e qui l'A, con lodevole concisione, si riferisce soltanto ai tipi moderni, tralasciando quelli più antiquati, che ormai non presentano più interesse pratico.

Sarebbe stato auspicabile in non pochi punti del libro un maggior rigore nell'uso e nella grafia delle unità di misura; ma si deve anche riconoscere una correttezza in molti simboli e nelle formule, quale si incontra assai di rado nei manuali di divulgazione. *G. Sac.*

*

F. Trendelenburg. — *Fortschritte der physikalischen und technischen Akustik.* — Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1932. — Un volume di 132 pagine, con 80 figure. — (Senza indicazione di prezzo).

Il recente fiorire di studi su vari argomenti di acustica ha dato a questa scienza notevolissimo incremento, portandola ad un posto eminente nella fisica e arricchendola di capitoli completamente nuovi ed importanti sia per il tecnico, sia per lo scienziato. Si è sentito il bisogno di dare definizioni rigorose dei concetti fondamentali, primo fra tutti quello di intensità sonora, e di disporre di metodi ed apparecchi atti a misure obbiettive. Si sono ideati metodi per effettuare la scomposizione e l'analisi di un suono complesso nelle componenti armoni-

che; si sono studiati procedimenti per la misura di pressioni acustiche, di potenze sonore, di potenze riflesse o assorbite; si sono costruiti nuovi apparecchi generatori e ricevitori di suoni. E' nata così una tecnica riguardante in modo particolare l'elettroacustica, che in breve si è messa in grado di affrontare e risolvere i più svariati problemi.

I metodi di analisi sono stati applicati su vasta scala a microfoni, telefoni ed altoparlanti; per ciascuno di questi strumenti si sono determinate le alterazioni introdotte nel suono e la legge di dipendenza delle caratteristiche di funzionamento dalla frequenza. L'analisi è stata poi applicata anche ai rumori prodotti da macchine e da apparecchi ed ai suoni emessi dagli strumenti musicali; mentre per altra via si è cercato di giungere anche alla conoscenza del modo come vibra il corpo dello strumento musicale nei suoi diversi punti, quando venga emessa una certa nota.

Sono stati ripresi gli studi sui due strumenti, che la natura ci diede per emettere e per ricevere il suono, cioè l'organo della voce e quello dell'udito; si sono formulate ipotesi sul loro modo di operare; si sono sviluppate teorie per spiegarlo fisicamente; si sono costruiti modelli di vibratori, che dovrebbero comportarsi come l'organo umano opportunamente semplificato e schematizzato; si sono prodotti addirittura organi vocali ed orecchi « artificiali », atti a sostituire quelli veri nelle misure, dando a queste una base meno soggettiva. Infine si sono studiate sperimentalmente le proprietà direttive della voce e dell'udito, costruendo interessanti diagrammi, che rendono evidente l'effetto di mascheratura prodotto dalla presenza del capo e di tutto il corpo.

Si è dato speciale sviluppo alle ricerche sull'acustica delle sale, introducendo, oltre alla considerazione semplice dell'eco, anche uno studio accurato dell'assorbimento sonoro e del tempo di riverberazione, secondo le direttive di Sabine.

Altre recenti esperienze hanno avuto per oggetto lo studio della registrazione sonora sia a mezzo di dischi o di fili magnetizzati, sia ancora mediante pellicole, che ne permettano la riproduzione sincrona con una certa proiezione luminosa.

Tutti questi problemi, che si moltiplicano di giorno in giorno e che attirano l'attenzione di tecnici e di scienziati in tutto il mondo, hanno fatto fiorire una ricca letteratura, specialmente nelle riviste. Ma chi voglia mettersi al corrente di tutto l'insieme, sente il bisogno di un indice bibliografico, che gli sia di guida nella vastità della letteratura internazionale, e più ancora di una monografia che esponga, riassumendoli e coordinandoli, i vari lavori.

A tale duplice scopo di indice e di opera di coordinamento degli studi di acustica, specialmente di quelli aventi carattere tecnico, provvede assai bene la presente opera, che, nonostante la piccola mole, è densa di materia e di figure e ben ordinata. Riteniamo che la sua consultazione possa riuscire preziosa a tutti gli studiosi, che si interessano di acustica tecnica.

P. G.

-- -- -- BREVETTI -- -- --

Sistema di comunicazioni ad onde convogliate.

Brevetto italiano n. 301251 (Siemens & Halske A. G., Berlino). - Patente dall'8-8-1931. - Pubblicato il 29-9-1932. - Diritto di priorità dall'8-8-1930 (Germania).

Per aumentare il numero di segnalazioni contemporanee ad onde convogliate sulle reti industriali di alta tensione (per telefonia, telegrafia a correnti di bassa frequenza, impulsi a corrente continua per azionamento di macchine telescriventi o di apparecchi di misura, ed analoghe applicazioni) si è finora ricorso all'aumento del numero delle frequenze portanti, installando nuovi apparecchi trasmettenti e riceventi. Questo procedimento è antieconomico ed apporta talvolta notevoli difficoltà di servizio per l'interferenza reciproca delle varie segnalazioni contemporanee.

Secondo il ritrovato si ottiene un notevole miglioramento nell'esercizio, impiegando un'onda portante sola ed attribuendo ai singoli canali altrettante bande laterali dell'alta frequenza ottenute per modulazione, così che ciascuna di esse convogli una trasmissione; nel contempo il procedimento permette anche l'impiego delle apparecchiature già esistenti con notevole aumento del numero dei canali utilizzabili. Il sistema è naturalmente analogo a quello in uso nella telegrafia con e senza fili: alle comunicazioni telegrafiche a corrente alternata si può assegnare la zona delle frequenze molto basse, non indispensabili per la trasmissione fonica. Opportuni filtri separano, sia alla trasmissione, sia alla ricezione, la corrente telefonica da quella telegrafica di bassa frequenza e da quella telegrafica ad impulsi di corrente continua. *M. S.*

Generatore di oscillazioni a frequenza stabilizzata.

Brevetto italiano n. 301425 (Marconi W. T. Co. Ltd., Londra). - Patente dall'8-9-1931. - Pubblicato il 4-10-1932. - Diritto di priorità dal 20-10-1930 (A. D'Arcy Hodgson, Gran Bretagna).

Il brevetto concerne un'interessante applicazione dei tubi elettronici a tre griglie, allo scopo di ottenere oscillazioni a frequenza notevolmente stabile. Nei circuiti normali di autooscillatori, quale quello ad esempio rappresentato in fig. 1, il circuito oscillante C_1 L_1 L_2 è accoppiato, per tramite di L_3, al circuito di utilizzazione comprendente la induttanza L_4 e l'antenna, equivalente alla capacità C_2 ed alla resistenza R. Se l'accoppiamento è molto stretto, come generalmente è necessario nel caso di potenze notevoli, il circuito di utilizzazione può provocare subitanee variazioni nell'impedenza apparente del circuito oscillante e con ciò può far variare la frequenza generata.

La reazione fra circuito di utilizzazione e circuito di generazione può essere resa minima utilizzando il tubo a tre griglie secondo lo

schema in fig. 2. Il circuito generatore C_1 L_1 L_2 è qui connesso al filamento, alla prima ed alla seconda griglia del tubo. Tra il filamento e

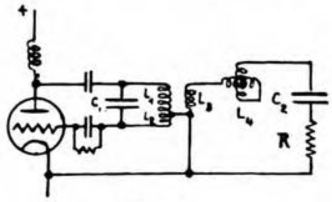


Fig. 1.

l'anodo è inserito il circuito oscillante C_3 L_3 a sua volta accoppiato al circuito di utilizzazione. Ad evitare che l'emissione secondaria possa determinare autooscillazioni parassite serve la terza griglia, portata,

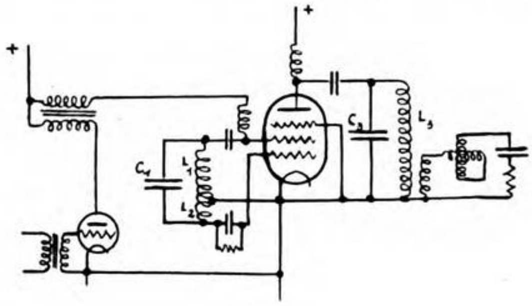


Fig. 2.

agli effetti dell'alta frequenza, al potenziale del filamento, per mezzo di un condensatore (K della fig. 3) di grande capacità, oppure unendola direttamente (come in fig. 2) al filamento. In quest'ultimo caso la

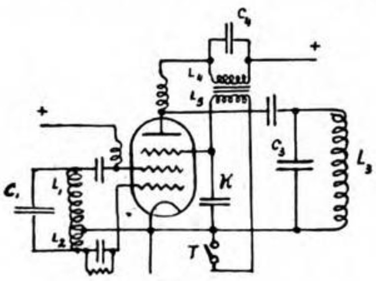


Fig. 3.

terza griglia assume anche l'ufficio di schermo elettrostatico, eliminando l'effetto delle capacità della prima e della seconda griglia rispetto all'anodo. Siccome le tensioni oscillanti di quest'ultime hanno

fasi esattamente contrarie, la neutralizzazione delle capacità interne può anche essere ottenuta allacciando un neutrocondensatore fra l'anodo e la prima o la seconda griglia, a seconda che prevale la tensione indotta per capacità sull'anodo dalla seconda o dalla prima griglia.

Adattando opportunamente le intensità delle tensioni di alimentazione in relazione alle tensioni oscillanti in gioco, si può agevolmente far funzionare il circuito come generatore e contemporaneamente moltiplicatore di frequenza. In tale caso il circuito oscillante anodico sarà reso sintonico sulla frequenza multipla.

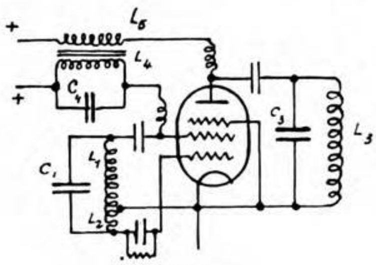


Fig. 4.

Il circuito può agevolmente essere modulato ad esempio nei due modi seguenti: inserendo la tensione modulatrice ai capi del condensatore *K*, dianzi menzionato, disposto fra il filamento e la terza griglia, oppure (fig. 2) modulando la tensione di alimentazione della seconda griglia, e perciò modulando direttamente il circuito generatore.

Il circuito può anche funzionare col sistema di segnalazione ad onde interrotte, ricavando automaticamente la bassa frequenza necessaria allo scopo, per mezzo del circuito C_4 L_4 (fig. 3) inserito sulla alimentazione anodica, ed accoppiato alla bobina L_5 disposta ai capi del condensatore *K*, oppure disponendo il circuito C_4 L_4 sull'alimentazione della seconda griglia (fig. 4) e la bobina di accoppiamento L_5 sulla alimentazione anodica, oppure anche inserendo C_4 L_4 sull'alimentazione anodica ed L_5 sull'alimentazione della seconda griglia. *M. S.*

Amplificatore per trasmissioni a canali multipli di frequenza.

Brevetto italiano n. 302010 (Standard Elettrica Italiana, Milano). - Patente dal 16-10-1931. - Pubblicato il 17-10-1932. - Diritto di priorità dal 18-10-1930 (A. G. Ganz, S. U. A.).

Il ritrovato ha per oggetto un amplificatore autoregolato per trasmissioni a canali multipli, il quale fornisce un livello di uscita costante senza che, per effetto di variazioni nel livello di entrata, subentrino modulazioni parassite fra i vari canali. A tale scopo, la corrente in arrivo entra in 1 (fig. 1) sulla diagonale di un circuito a ponte, formato dai due avvolgimenti primari di una bobina ibrida 2 e da due resistenze, di cui l'una 13 è costante, e l'altra 12 è variabile in funzione dell'intensità della corrente che l'attraversa (essendo ad esempio costituita da una lampadina a filamento incandescente). Resa la resistenza 12 inferiore alla resistenza 13, per effetto dello squilibrio del ponte, una parte dell'energia entrante in 1 verrà trasferita al secondario 3, e quindi amplificata in 4. Le frequenze uscenti da 4 vengono

quindi filtrate in 5, 6, dopo di che i canali di trasmissione, ormai separati, vengono utilizzati nei rispettivi ricevitori. Posto ora che il trasmettitore emetta, oltre alle segnalazioni su separati canali, anche una frequenza pilota *di intensità costante*, quest'ultima, filtrata in 7, viene amplificata in 8 e rettificata in 9. Si ottiene così una corrente continua,

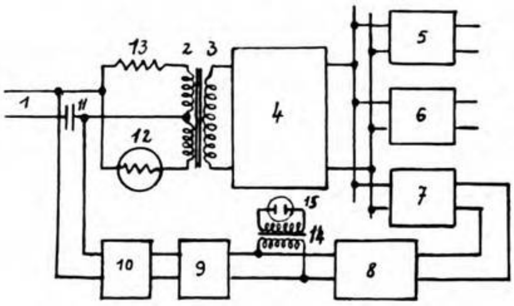


Fig. 1.

purificata in 10, la cui intensità è funzione diretta del livello di entrata. Tale corrente viene inviata nel circuito a ponte iniziale (il condensatore 11 la blocca verso la linea 1) e, poichè è molto più intensa delle correnti di bassa frequenza, serve per stabilire il valore base della resistenza 12. Se il livello di entrata varia, varia pure la corrente continua e quindi la resistenza 12. Lo squilibrio iniziale del circuito a ponte si modifica e con esso il grado di trasferimento dell'energia attraverso la bobina ibrida; automaticamente il livello di uscita riprende così il suo valore normale. Ad evitare i fenomeni transitori dovuti a

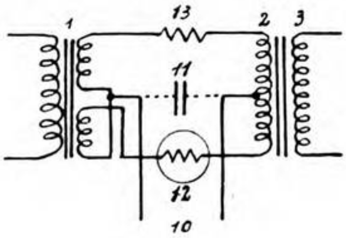


Fig. 2.

brusche ed intense variazioni ed a proteggere il circuito da aumenti troppo notevoli della corrente continua, serve un dispositivo protettore, costituito ad esempio da un trasformatore fortemente elevatore 14, disposto in parallelo sull'uscita dell'amplificatore 8, al cui secondario è connessa una lampadina al neon 15. Se la tensione aumenta oltre un certo limite, la lampadina diviene luminescente: si costituisce quindi all'entrata del rettificatore 9 una derivazione di bassa impedenza.

L'allacciamento della linea al circuito ponte è preferibilmente attuato per tramite di un trasformatore, come risulta nella fig. 2. Il condensatore di blocco 11 può in tal caso essere senz'altro sostituito dal condensatore di uscita del regolatore-filtro 10.

Qualora le variazioni del livello di entrata non siano costanti su tutta la gamma di frequenza, ma diverse da frequenza a frequenza, la compensazione perfetta può tuttavia aver luogo aggiungendo alle resistenze 12 e 13 opportuni elementi variabili in funzione della frequenza, cioè aggiungendo elementi di induttanze o di capacità, i cui valori e la cui disposizione siano naturalmente funzione delle caratteristiche del sistema di propagazione dei segnali. *M. S.*

Amplificatore a due fili per comunicazioni a canali distinti di frequenza.

Brevetto italiano n. 302461 (Standard Elettrica Italiana, Milano). - Patente dal 6-11-1931. - Pubblicato il 27-10-1932. - Diritto di priorità dal 6-11-1930 (Standard Telephones and Cables Ltd. e V. J. Terry, Gran Bretagna).

Il brevetto ha per oggetto un sistema amplificatore intermedio a due fili, per comunicazioni bilaterali a canali distinti di frequenza, più semplice ed economico dei tipi analoghi finora noti. Le due linee di entrata e di uscita 1,9 (fig. 1) sono collegate ad una diagonale di un circuito a ponte i cui lati sono formati dalle coppie 2,4 e 10,12 di filtri di alta frequenza e dalle coppie 6,8 e 14,16 di filtri di bassa fre-

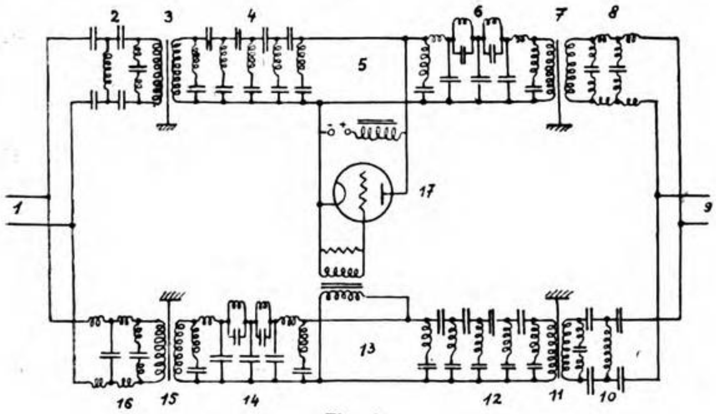


Fig. 1.

quenza; nella diagonale 5-13 è inserito un semplice amplificatore unidirezionale. Supposto che la comunicazione nel verso 1-9 si svolga sulla gamma di bassa frequenza mentre quella nel verso 9-1 sfrutti la gamma di alta frequenza, la prima si incanalerà lungo la via 1-16-15-14-13-17-5-6-7-8-9, la seconda invece lungo la via 9-10-11-12-13-17-4-3-2-1. Le armoniche devono venir soppresse perchè comunque introducono distorsioni, ed in particolare quelle provenienti dalla gamma di bassa frequenza possono ricadere sulla gamma di alta frequenza, ed interferire dannosamente con questa. Perciò i filtri sono eseguiti tutti con bobine senza nucleo magnetico. I filtri sono tutti composti da due parti : le prime, verso le linee, a costruzione simmetrica; le seconde, verso l'amplificatore, a disposizione dissimmetrica, più semplice ed economica. Le due parti sono collegate per mezzo di bobine ripetitrici 3, 7, 11, 15 schermate allo scopo di non turbare la simmetria dei sistemi di trasmissione 1 e 9, ed evitare quindi i di-

sturbi dovuti alle così dette correnti longitudinali, la cui esistenza verrebbe favorita dalla dissimmetria interna dell'amplificatore. Le parti iniziali dei filtri servono inoltre ad attenuare al giusto valore le correnti in gioco così da evitare reciproci disturbi sulle due gamme di frequenza cui è affidata la trasmissione. E' sufficiente che le parti simmetriche del filtro diano un'attenuazione notevolmente inferiore a quella determinata dalle parti dissimmetriche. *M. S.*

Antenne riceventi antiparassite.

Brevetto italiano n. 302364 (C. Lorenz A. G., Berlino). - Patente dal 29-10-1931. - Pubblicato il 25-10-1932. - Diritto di priorità dal 4-11-1930 (Germania).

Il brevetto ha per oggetto un dispositivo semplice ed economico di antenna ricevente, atto ad eliminare gravi disturbi, dovuti ad esempio ad impianti elettrici vicini, senza attenuare fortemente l'energia utile captata. Allo scopo, l'antenna *A* (fig. 1) viene tenuta più alta e più lontana possibile dalla fonte di energia perturbatrice. La coda *Z* viene accompagnata da un filo *F*, altrettanto lungo e preferibilmente attorcigliato intorno ad essa.

L'estremità 1 della bobina di accoppiamento col ricevitore è unita alla coda *Z*, mentre l'estremo 2 è connesso col filo *F*, ed eventualmente colla terra. E' ovvio che l'energia perturbatrice, captata contemporaneamente in *F* ed in *Z*, dà luogo nei punti 1 e 2 a tensioni

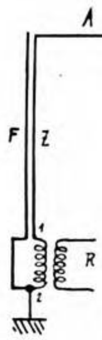


Fig. 1.

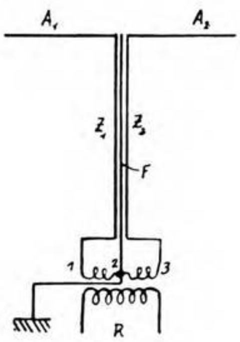


Fig. 2.

di uguale ampiezza e fase; perciò essa non viene percepita nel ricevitore. Lo stesso accorgimento è pure applicabile al caso di antenne simmetriche, adoperate, ad esempio, quando nelle vicinanze del ricevitore sia sistemato un trasmettitore per il servizio in duplex. Anche se l'antenna ricevente (fig. 2) è disposta simmetricamente rispetto al trasmettitore vicino, nei punti 1 e 3 si ha bensì una tensione di perturbazione di uguale ampiezza e fase, ma, poichè in generale il coefficiente di accoppiamento delle due parti di bobina 1-2, 2-3 col circuito del ricevitore non è identico, la perturbazione è tuttavia risentita nel ricevitore. Accompagnando le code Z_1 Z_2 degli aerei A_1 A_2 con un filo *F* ugualmente lungo, e connesso al centro 2 delle bobine, si ot-

tiene l'eliminazione delle differenze di tensione perturbatrice fra i punti 1 e 2 e fra i punti 2 e 3; le bobine allora non generano campo magnetico per effetto della perturbazione, la quale perciò non è più avvertita nel ricevitore. *M. S.*

Sistema di radiotelefonia segreta.

Brevetto italiano n. 302708 (Telefunken G. f. d. T., Berlino). - Patente dal 9-11-1931. - Pubblicato il 7-11-1932. - Diritto di priorità dal 15-11-1930 (Germania).

Sono ben noti molteplici sistemi di telefonia, in cui la gamma delle basse frequenze viene trasformata per mezzo di modificazioni di ampiezze o di rovesciamenti di frequenza, od anche eseguendo queste operazioni separatamente su singole zone, nelle quali la gamma totale viene inzialmente scomposta. In tutti questi casi la telefonia diviene segreta, perchè alla ricezione il ripristino esatto della gamma iniziale può venir eseguito soltanto da chi possieda oltre ai mezzi adatti, anche la « chiave » del procedimento applicato alla trasmissione. E' stato però comprovato, che un operatore pratico, munito di un semplice apparecchio ad eterodina separata, può con opportune regolazioni riuscire ad afferrare ugualmente il senso chiaro della comunicazione. Ad evitare tale inconveniente, secondo il brevetto, basta, dopo aver reso coi modi noti « incomprensibile » la gamma di bassa frequenza, produrre contemporaneamente fluttuazioni lentissime nell'alta frequenza: l'ascoltatore munito di ricevitore ad eterodina percepirà allora la bassa frequenza sotto forma di un ululato, che rende impossibile ogni tentativo di decifrazione del linguaggio. Le variazioni dell'alta frequenza possono essere continue o meglio discontinue. Sono già noti i metodi, coi quali si raggiunge lo scopo. Basta ad esempio provvedere il circuito oscillante fondamentale di generazione dell'alta frequenza, di un elemento variabile, ad esempio di una capacità suppletiva, comandata con un semplice dispositivo meccanico, che agisca sincronicamente con altro apparecchio analogo inserito nel circuito di accordo del ricevitore. *M. S.*

Manipolazione o modulazione meccanica di fasci di raggi luminosi.

Brevetto italiano n. 303038 (Prof. Q. Majorana, Bologna). - Patente dal 24-4-1931. - Pubblicato il 17-11-1932.

Il brevetto concerne un sistema perfezionato, il quale permette di manipolare o modulare una notevole quantità di raggi visibili o invisibili, a scopo di segnalazioni ottiche. Il manipolatore o modulatore consta di una finestra rettangolare o quadrata di dimensioni (dell'ordine del cm^2) molto più rilevanti di quanto non si sia ottenuto coi sistemi finora noti, contro la quale viene proiettato un fascio concentrico di raggi molto intensi, a mezzo di una lente di convergenza o meglio di uno specchio ellittico. Nel vano della finestra (fig. 1) sono sistemate una o più lamine 1, 2, 3 ruotabili secondo assi perpendicolari all'asse principale del cono convergente dei raggi; esse costituiscono così una specie di griglia a persiane, che permette di variare la quantità di raggi attraversanti la finestra. Le lamine metalliche sottilissime possono venir sostenute mediante perni dai fianchi della finestra, ma per ridurre l'attrito è preferibile poggiarle semplicemente da una (come in fig. 1), o da ambo le parti, sul sostegno fisso 4, nel quale sono

praticati opportuni incavi, ed analogamente sul bastoncino di comando 5: quest'ultimo viene trattenuto vicino al sostegno 4 per mezzo di opportune molle. Il sostegno 4 può anche essere sostituito da altre speciali molle, così da ridurre al minimo l'inerzia e l'attrito del sistema. Il comando delle lamine è simultaneo ed affidato al bastoncino 5.

Per eseguire la manipolazione basta agire sul bastoncino a mezzo di un sistema di leve comandato da un tasto. Se invece si desidera

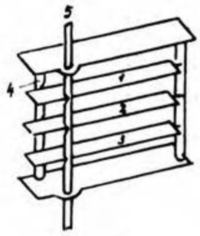


Fig. 1.

modulare basta connettere il bastoncino alla membrana di un microfono, oppure ad un sistema elettromagnetico analogo a quello di un ricevitore telefonico e comandato dalla corrente di modulazione, eventualmente amplificata.

Al di là del modulatore, il fascio di raggi viene reso parallelo per mezzo di una lente. Opportuni diaframmi disposti sul suo percorso, prima o dopo il modulatore, possono rendere meno estesa la gamma di frequenze visibili od oscure della radiazione impiegata per la segnalazione. *M. S.*

Perfezionamenti ai tubi oscillografici usati in ricezione nella televisione.

Brevetto italiano n. 303309 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 26-11-1931. - Pubblicato il 28-11-1932. - Diritto di priorità dal 24-12-1930 (V. K. Zworykin, S. U. A.).

I noti sistemi impiegati per la ricezione della televisione, sfruttando tubi di Braun provvisti di una griglia (comandata dagli impulsi televisivi ricevuti ed interposta fra il catodo ed il primo anodo), presentano notoriamente l'inconveniente di richiedere elevate tensioni di controllo alla griglia: è perciò necessario dotare il ricevitore di una elevata amplificazione finale. Ciò dipende dall'alto valore del gradiente uniforme di tensione, che si stabilisce fra il catodo ed il primo anodo, nella regione in cui la griglia esercita la sua azione di controllo sull'intensità della radiazione catodica.

Ad eliminare tale inconveniente è sufficiente diminuire il gradiente di tensione nella regione sottoposta al controllo della griglia, ciò che, secondo il ritrovato, si ottiene molto facilmente disponendo, presso la griglia, fra questa ed il primo anodo, uno schermo od anodo suppletivo, foggiato a disco, il cui foro centrale viene a trovarsi sul percorso dei raggi catodici. Regolando la tensione applicata a tale schermo, ad un valore molto basso in paragone di quello applicato all'anodo principale, si diminuisce il gradiente di tensione fra il catodo e lo schermo

mentre si eleva quello fra lo schermo e l'anodo. Ciò apporta l'ulteriore vantaggio di diminuire la dispersione della radiazione intorno all'anodo principale e di permettere così al secondo anodo di concentrare meglio i raggi verso lo schermo fluorescente: la figura risulta pertanto più nitida.

Il diminuito valore della tensione di controllo permette non solo di eliminare praticamente tutti gli stadi di amplificazione a bassa frequenza del ricevitore, ma anche di far servire il tubo oscillografico da rettificatore dell'alta frequenza, in quanto si è osservato che le caratteristiche del tubo (corrente del secondo anodo in funzione della tensione applicata alla griglia) presentano un gomito molto pronunciato in corrispondenza dei valori più bassi della tensione di griglia.

Il brevetto ha inoltre per oggetto alcuni particolari costruttivi dei tubi a schermo. *M. S.*

Dispositivo di esplorazione di immagini per televisione ed applicazioni analoghe.

Brevetto italiano n. 304036 (Marconi W. T. Co. Ltd., Londra). - Patente dal 29-12-1931. - Pubblicato il 23-12-1932. - Diritto di priorità dal 6-2-1931 (H. M. Dowsett e Marconi Co., Gran Bretagna).

Il brevetto concerne un dispositivo semplice e robusto, atto a compiere l'esplorazione delle immagini con una velocità notevolmente superiore a quella consentita dai tipi finora noti. Un tamburo cilindrico 1 (fig. 1) porta alla periferia una serie di fori 2 disposti in un piano perpendicolare al suo asse. Un fascio luminoso, prodotto da

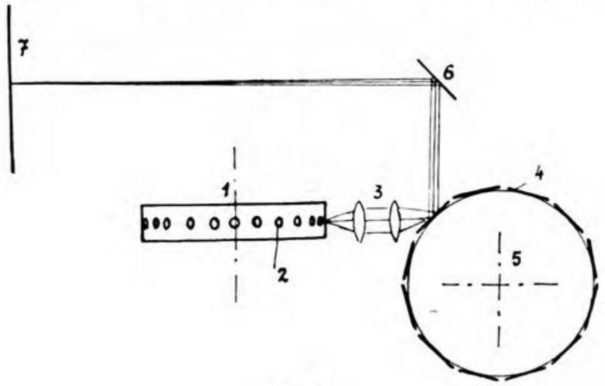


Fig. 1.

una lampada, viene condotto, attraverso opportuni sistemi ottici, a proiettarsi radialmente dall'interno del cilindro verso una stretta zona della periferia forata. I raggi uscenti da un foro vengono quindi, attraverso un sistema ottico 3, proiettati e concentrati contro uno degli specchi 4 disposti simmetricamente e tangenziali alla periferia di un secondo tamburo cilindrico 5, il cui asse è perpendicolare a quello del tamburo forato 1. La luce, successivamente riflessa da uno specchio 6, esplora l'immagine fissata sullo schermo 7. E' ovvio che la rotazione del tamburo forato 1 determina lo spostamento del pennello luminoso sullo schermo 7 secondo una riga orizzontale, mentre la rotazione del

tamburo 5 determina uno spostamento in altezza del pennello luminoso incidente sull'immagine. Per l'esplorazione dell'immagine occorre, che i due tamburi siano comandati sincronicamente, ma a velocità di rotazione diverse, imprimendo al tamburo forato una velocità multipla dell'altra. *M. S.*

Dispositivo per eliminare la ricezione di stazioni disturbatrici.

Brevetto italiano n. 304070 (V. Poulsen, Gentofte e C. H. O. Poulsen, Copenaghen). - Patente dal 9-5-1931. - Pubblicato il 26-12-1932. - Diritto di priorità dal 9-4-1931 (Danimarca).

Il ritrovato concerne un dispositivo atto ad eliminare la ricezione di una stazione disturbatrice anche molto potente, la cui lunghezza di onda sia prossima a quella della stazione che si vuol ricevere. Il vantaggio del ritrovato sta nella pochissima attenuazione che il dispostivo introduce sulla ricezione utile. Tra l'antenna *A* e l'entrata del rice-

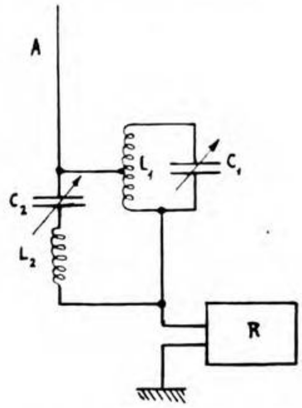


Fig. 1.

vitore *R* (fig. 1) vengono disposte una capacità C_2 ed un'induttanza L_2, in parallelo sulle quali sta una parte, e preferibilmente la metà, di un'induttanza L_1, cui a sua volta si allaccia in parallelo una capacità C_1. La regolazione si fa sintonizzando il ricevitore, escluso il circuito ora descritto, sulla stazione disturbatrice; incluso ora il circuito, si varia C_1 finchè la ricezione si riduce al minimo, e quindi, variando C_2 e sintonizzando il ricevitore, si riceve la stazione voluta. La variazione della capacità C_1 può anche essere sostituita da una possibile variazione di accoppiamento magnetico fra le induttanze L_1 ed L_2.

M. S.

NUOVI APPARECCHI

Apparecchi per il controllo ed il collaudo di parti dei radioricevitori

(costruiti dalla Ditta Allocchio Bacchini & C. - Milano).

1. — Le moderne esigenze della tecnica radiofonica richiedono, nella costruzione in serie dei moderni ricevitori, una scrupolosa eguaglianza, rispetto al campione, delle varie parti componenti. Non è più possibile costruire, oggi, senza l'ausilio di apparecchi di controllo capaci di garantire l'uniformità di produzione entro dati limiti, poichè altrimenti il prodotto presenterebbe una disuniformità non tollerabile. La necessità poi di sostituire all'opera del tecnico quella semplicemente manuale del collaudatore, ha portato a studiare apparecchi specialmente adatti allo scopo cui devono servire. Le principali parti componenti un ricevitore, che richiedono un severo e preciso collaudo, sono: le bobine di induttanza, i condensatori fissi e variabili, i trasformatori per media frequenza, le resistenze ed i trasformatori per bassa frequenza. Descriveremo qui alcuni apparecchi adatti a tale scopo.

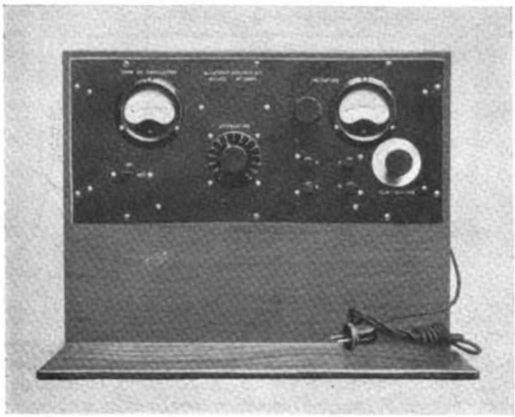


Fig. 1. — Apparecchio per misure sui trasformatori per media frequenza.

2. - *Apparecchio per misure sulle bobine di induttanza e sui trasformatori per media frequenza.* — Questo apparecchio (fig. 1) è stato studiato per il rapido collaudo delle bobine e dei trasformatori completi per le medie frequenze delle moderne supereterodine. Esso

si compone di un generatore a tubo elettronico, comandato da un cristallo di quarzo ed accoppiato a un tubo amplificatore di tipo analogo a quello per il quale il trasformatore da collaudare è stato studiato. Un attenuatore permette di applicare a questo tubo l'opportuno valore di tensione.

Nel circuito anodico del tubo amplificatore viene inserito il trasformatore a frequenza intermedia o la bobina, ed un sistema di morsetti permette di passare dall'uno all'altra con rapidità. Agli estremi del secondario del trasformatore, o a quelli della bobina di induttanza, è derivato un voltmetro elettronico, a cui appartiene uno dei due strumenti che si vedono in figura. L'altro strumento permette di controllare l'oscillazione del generatore a quarzo.

Mediante questo apparecchio è possibile tarare i trasformatori a frequenza intermedia, sia regolandoli in modo da ottenere la massima tensione di uscita, nel caso di trasformatori con accoppiamento molto lasco, sia, nel caso di trasformatori a filtro di banda, tarando successivamente i circuiti primari e secondari, in modo che essi corrispondano perfettamente ai dati di un trasformatore campione.

L'alimentazione è fatta mediante batterie per i circuiti anodici, mentre che per i filamenti dei tubi è ottenuta mediante un trasformatore che si inserisce sulla rete di illuminazione.



Fig. 2. — Apparecchio per il collaudo delle bobine di induttanza.

3. - *Apparecchio per il collaudo delle bobine di induttanza.* — La fig. 2 mostra un apparecchio adatto al collaudo rapido delle bobine di induttanza per radiofrequenze, che sono normalmente impiegate nei circuiti risonanti degli apparecchi riceventi.

L'apparecchio stesso è essenzialmente costituito da un generatore a tubo elettronico controllato con cristallo di quarzo (quindi con frequenza molto stabile) e da un voltmetro elettronico che misura la tensione ai capi di un circuito oscillatorio accoppiato al generatore; tale circuito è costituito da un condensatore variabile di precisione posto nell'interno dell'apparecchio, e dall'induttanza stessa che si vuole collaudare. L'accoppiamento è ottenuto mediante una

capacità, e il voltmetro elettronico serve, indicando quando è massima la tensione, a regolare il circuito oscillatorio in risonanza sulla frequenza del generatore.

L'apparecchio è particolarmente adatto al metodo di sostituzione, quando si abbia una bobina campione rispetto alla quale devono essere tarate quelle di produzione corrente. Generalmente il generatore funziona su una frequenza di circa 500 kHz e la precisione della misura è in media del 0,25 %. L'alimentazione è ottenuta mediante batterie contenute nell'apparecchio: dei due strumenti di misura che si vedono in figura, uno serve a controllare l'innesco dell'oscillazione del generatore e l'altro è quello del voltmetro elettronico.

La capacità del circuito risonante è costituita da due condensatori, dei quali uno di piccola capacità permette assai opportunamente di ottenere piccole variazioni.

I valori delle induttanze, che si possono normalmente tarare, variano da 50 μH a 300 μH circa. Per valori diversi da quelli ora accennati è necessario variare la frequenza dell'oscillatore principale ed il valore delle capacità, rimanendo inalterati gli altri elementi che costituiscono l'apparecchio.



Fig. 3. — Apparecchio per il collaudo dei condensatori.

4. - *Apparecchio per il collaudo dei condensatori.* — E' basato (fig. 3) sugli stessi principi di funzionamento dell'apparecchio precedente. In sostituzione della bobina di induttanza, esterna all'apparecchio, viene posto il condensatore da collaudare mentre all'interno si trova un'induttanza fissa. Allo scopo di poter variare i limiti dei valori di capacità misurabili, sono inseriti nel circuito due condensatori variabili, cosicchè la misura della capacità può essere ottenuta per differenza rispetto alla capacità dei condensatori interni, oppure per confronto con una capacità campione nota.

Mediante l'applicazione di un adatto congegno meccanico, è possibile adattare questo strumento alla taratura dei blocchi multipli dei condensatori variabili, impiegati nei normali ricevitori: un adatto commutatore permette di inserire successivamente i vari elementi

componenti il blocco i quali, per ogni posizione dell'armatura mobile, possono essere rapidamente paragonati fra di loro e con la capacità campione.

5. - *Apparecchio per la misura delle resistenze di valore elevato.* — Questo apparecchio (fig. 4) si presta ottimamente al rapido collaudo delle resistenze che vengono normalmente impiegate negli apparecchi riceventi, quando non sia necessaria un'elevatissima precisione; d'altra parte il vantaggio che esso offre, di non richiedere batterie di tensione elevata anche per la misura di resistenze di alto valore, permette di rendere lo strumento molto leggero e portatile.

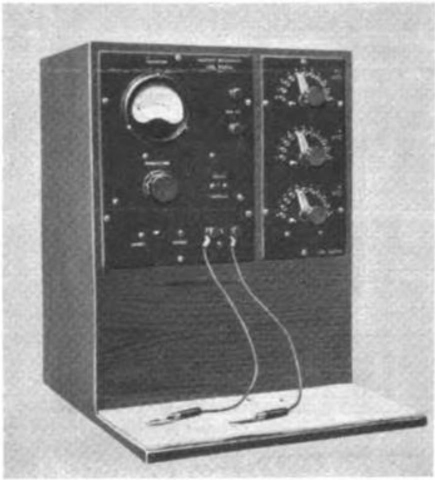


Fig 4. — Apparecchio per la misura di resistenze elevate.

Inoltre la sua superiorità rispetto ai comuni ohmmetri è costituita dal fatto che la precisione della misura è indipendente dal valore della resistenza.

L'apparecchio è costituito essenzialmente da un voltmetro elettronico per tensioni continue e da una cassetta di resistenze campione. Questa viene connessa in serie con la resistenza che si vuole tarare e con una pila di qualche volt. Agli estremi della resistenza incognita è derivato il voltmetro elettronico: la ragione di impiego di un tale tipo di voltmetro sta nella sua resistenza praticamente infinita.

Allorchè la cassetta di resistenze è regolata ad un valore uguale a quello della resistenza incognita, la tensione applicata al voltmetro è la metà di quella fornita dalla pila su menzionata. Una resistenza campione di 250.000 ohm può essere inserita al posto di quelle da misurare, per il controllo dell'apparecchio che deve essere di tanto in tanto regolato.

6. - *Generatore di tensione a frequenza acustica.* — Questo apparecchio (fig. 5) permette di ottenere una tensione alternativa all'uscita variabile da 0 a 1,5 volt, a una frequenza nota corrispondente a una

delle sei posizioni di un commutatore, e cioè con uno dei seguenti valori: 100, 400, 1000, 2000, 3000, 3500 Hz.

L'apparecchio è costituito da un generatore a tubo elettronico e da un amplificatore. Le varie frequenze desiderate sono ottenute inserendo diversi valori di capacità e di induttanza. L'oscillatore alimenta un triodo amplificatore, sulla cui impedenza di utilizzazione è derivato un voltmetro con rettificatore ad ossido. Un opportuno dispositivo permette di variare la tensione di uscita, che è indipendente dal valore di frequenza scelto, in virtù di un adatto sistema di compensazione. Mediante due serrafili può essere inserita sull'oscillatore una capacità esterna, in modo da poter ottenere altri valori di frequenza, compresi nei salti successivi del commutatore principale.



Fig. 5. — Generatore di tensione a frequenza acustica.

Questo strumento è assai utile nel collaudo degli amplificatori per ottenere rapidamente i punti principali delle curve di amplificazione. Ed è pure d'impiego vantaggioso nelle misure al ponte e in generale in tutte quelle misure in cui occorre una forza elettromotrice alternata a frequenza nota.

L'alimentazione è fatta totalmente con batterie contenute nell'interno dell'apparecchio, cosicchè esso è facilmente trasportabile e non richiede l'impiego di sorgenti di alimentazione esterne o la presenza di una rete a corrente alternata.

Sia la stabilità della frequenza sia la forma d'onda sono molto buone ed ogni apparecchio è tarato con un'approssimazione del 5 % sulla frequenza indicata; la stabilità è superiore all'1 %, anche per un periodo di tempo di qualche ora in continuo funzionamento. La percentuale massima del contenuto di armoniche non supera il 10 %. L'impedenza d'uscita è di circa 5000 ohm.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Radio Monte Rosa su onde ultracorte. — Durante l'estate si è inaugurata nella Capanna Margherita sul Monte Rosa (4559 m) una stazione radiotelefonica su onda di 5 metri allo scopo di collegare gli osservatorii della capanna (Fisiologia e Meteorologia) coll'Istituto Scientifico Mosso, situato al Col d'Olen (2871 m). La distanza tra le due stazioni è di 6,3 km e, tranne la nebbia, nessun ostacolo le separa.

L'impianto riveste interesse sia per l'altitudine delle stazioni, sia per l'uso delle onde ultracorte, che presenta qui particolari vantaggi. Infatti i disturbi atmosferici sono quasi completamente assenti; l'ae-

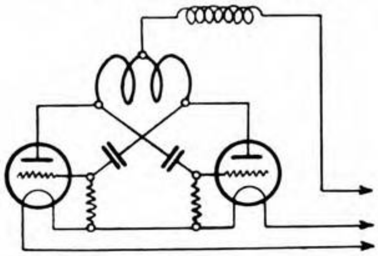


Fig. 1. — Schema dell'oscillatore ad alta frequenza.

reo ridottissimo; la potenza totale d'alimentazione, per i filamenti e per gli anodi, è di soli 7 watt ed è fornita esclusivamente da pile a secco.

Il complesso consta di quattro cassettine collegate da cordoni multipli a spine: l'oscillatore, l'amplificatore di modulazione, il ricevitore, le pile.

L'oscillatore ad alta frequenza (fig. 1) si compone di due tubi del tipo per ricevitori montati in opposizione (*push-pull*). Esso è contenuto in una cassettina di alluminio fissata al soffitto nelle immediate vicinanze dell'entrata d'aereo (fig. 2).

Il sistema radiante è costituito da un filo di rame verticale lungo m 3,60 e da un contrappeso interno di m 1,20; esso è accoppiato induttivamente, mediante due spire, all'induttanza del circuito oscillatorio. La corrente anodica viene modulata dall'amplificatore a tre tubi situato sul tavolo vicino al ricevitore (fig. 2).

Il ricevitore è del tipo a superrigenerazione ed ha un tubo rivelatore con circuito a reazione accordato sull'onda di 5 metri, uno oscillatore a frequenza ultra-udibile ed uno amplificatore a frequenza acustica. L'accordo è ottenuto mediante un condensatore variabile di 15 $\mu\mu$F.

L'aereo per il ricevitore non è necessario, dato che l'energia captata dalle piccole bobine è già sufficiente a garantire un buon servizio.

Ciò nonostante, un filo della lunghezza di 50 cm viene usato al fine di permettere ricezione forte in cuffia e buona in altoparlante.

Le due stazioni usano lunghezze d'onda che differiscono di alcuni centimetri, di modo che la trasmissione dell'una non disturba la ricezione dell'altra; è quindi possibile parlare ed ascoltare contemporaneamente.

La cassetta delle pile contiene tre batterie di 45 volt, una di 7,5 volt per l'accensione e una piccola batteria di griglia di 18 volt; tutte sono dimensionate per 100 ore di funzionamento, più che sufficienti per i 50 giorni di servizio dei guardiani all'Osservatorio.

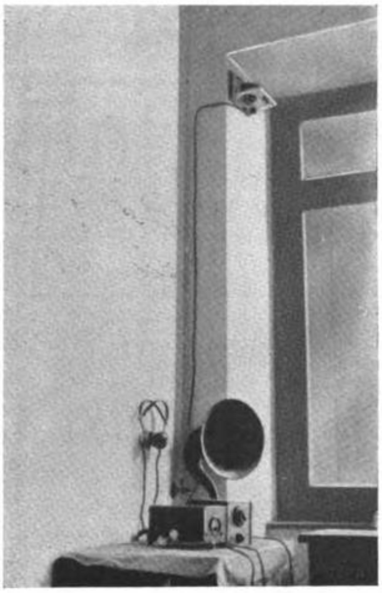


Fig. 2. — Installazione al Col d'Olen.

La stazione completa pesa meno di 30 kg; è quindi facile trasportarla; essa inoltre può essere messa in funzione in pochi minuti. La regolazione non è affatto complicata e può essere affidata anche ad operatori del tutto inesperti.

Data la forte intensità di ricezione, i dott. F. Strada e F. Pugliese, che hanno ideato e costruito l'impianto, studiano ora l'applicazione del campanello di chiamata almeno ad una delle due stazioni in modo che nella prossima stagione estiva la Capanna Margherita possa chiamare il Col d'Olen in qualunque momento, evitando il disturbo dell'appuntamento ad ora fissa. *F. S.*

*

Studi delle FF. SS. sulle sollecitazioni nelle travate e nell'armamento ferroviario. — Nel fascicolo del 15 aprile 1933 della *Rivista tecnica delle Ferrovie Italiane* R. Righi descrive la vettura at-

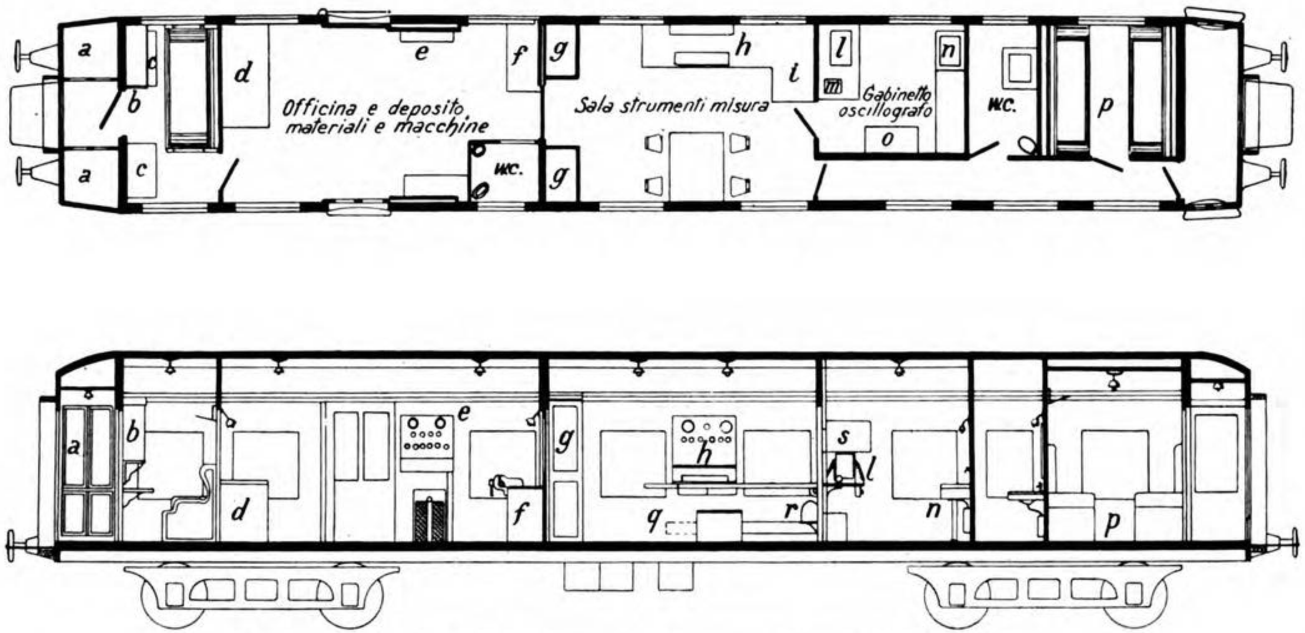


Fig. 1. — Vettura ferroviaria attrezzata per le prove sulle sollecitazioni dinamiche.

a) ripostiglio - *b*) armadio stampati e disegni - *c*) tavolo - *d*) banco da lavoro - *e*) quadro distribuzione piccola forza motrice - *f*) banco da lavoro - *g*) armadio strumenti di misura - *h*) quadro morsetterie linee e ponte di Peters - *i*) banco di misura - *l*) oscillografo - *m*) motorino - *n*) vasca sviluppo lavaggio fotografie - *o*) banco pellicole e materiale fotografico - *p*) compartimento con divani letto - *q*) batterie accumulatori per strumento Peters, accessori e telefoni - *r*) gruppo motore alternatore - *s*) quadro oscillografo.

trezzata dal Servizio Lavori delle Ferrovie dello Stato per l'esecuzione di prove sulle vibrazioni e sollecitazioni dinamiche nelle travate metalliche e nell'armamento ferroviario. Il metodo prescelto per i rilievi è quello dell'estensimetro di Peters a pastiglie di carbone (1); la registrazione viene eseguita mediante oscillografo.

I disegni della fig. 1 mostrano la disposizione adottata per la sistemazione dei vari apparati. Vi è un locale adibito ad officina con macchine utensili per i lavori di aggiustaggio e di riparazione che possono essere richiesti durante l'esecuzione delle prove. Un secondo locale contiene strumenti elettrici, installazioni di comando e quadri di controllo. Un terzo locale serve per l'oscillografo e come camera oscura per lo sviluppo degli oscillogrammi.

Durante i rilievi di sollecitazioni su travate metalliche il carro è ricoverato in genere nella stazione più prossima, mentre sulla membratura della travata sono fissati i rivelatori, opportunamente connessi al carro mediante speciali cavi.

E' stato stabilito un vasto ed interessante programma di prove tanto sull'armamento quanto su travate di varia lunghezza, con vari tipi di locomotive, a diverse velocità. *G. Sac.*

*

Concorso a borse di studio indetto dal C.N.R. — Il Consiglio Nazionale delle Ricerche, Comitato per la Radiotelegrafia e le Telecomunicazioni, allo scopo di incoraggiare gli studiosi della Radio e di favorire lo sviluppo della cultura scientifica e tecnica e le ricerche nel campo delle radiocomunicazioni, determina:

E' aperto il concorso alle borse di studio sotto indicate:

a) Borsa di studio di lire quattromila (L. 4000) con obbligo di frequenza della Scuola Post-Universitaria di perfezionamento in Radiocomunicazioni presso la R. Università di Bologna.

b) Borsa di studio di lire quattromila (L. 4000) con obbligo di frequenza del R. Istituto Sperimentale delle Comunicazioni, Sezione P. T. T. in Roma.

c) Borsa di studio di lire tremila (L. 3000).

d) - *e*) Borse di studio di lire tremila (L. 3000) ciascuna messe a disposizione dall'E. I. A. R.

f) Borsa di studio di lire duemila (L. 2000) messa a disposizione dalla Ditta Allocchio Bacchini & C. di Milano.

g) Borsa di studio di lire tremila (L. 3000) messa a disposizione dalla Compagnia Generale di Elettricità di Milano.

h) Borsa di studio di lire duemila (L. 2000) messa a disposizione dalla Società Nazionale delle Officine di Savigliano.

La Presidenza del Comitato nello stabilire quali Istituti gli assegnatari delle borse di cui alle lettere *c*) *g*) e *h*) dovranno frequentare, terrà possibilmente conto dei desideri che fossero espressi nelle domande di ammissione al concorso.

Il concorso è per titoli e vi possono partecipare tutti i cittadini italiani.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alle lettere *a*) *b*) *c*) debbono essere laureati in ingegneria od in fisica.

Le istanze di ammissione al concorso, redatte in carta bollata da

(1) A. F., 1932, I, p. 17.

L. 5 e corredate dai certificati debitamente legalizzati di nascita (età massima 32 anni alla data del 28 ottobre 1933-XI), di cittadinanza italiana, di adempimento degli obblighi di leva, di studio *con le votazioni riportate anche in ciascuna materia di profitto*, nonchè dal curriculum degli studi compiuti ed eventualmente da altri titoli, pubblicazioni e documenti debitamente elencati, atti a provare la preparazione culturale dei concorrenti, devono pervenire alla Segreteria del Comitato, in Roma, via del Seminario 76, non oltre il 15 dicembre 1933-XII.

Nella domanda l'aspirante deve indicare le sue complete generalità, il domicilio ed il recapito per le eventuali comunicazioni del Comitato e specificare a quali borse concorre, obbligandosi a sottostare alle condizioni stabilite nel presente avviso di concorso.

Il Comitato non assume responsabilità per eventuali dispersioni o qualsiasi danno dei titoli, pubblicazioni e documenti inviati.

Il giudizio per l'assegnazione delle borse è dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato, su relazione scritta di apposita Commissione da essa nominata.

Ove sorgessero dubbi di interpretazione del presente avviso di concorso o si riconoscesse la necessità di modificarlo, deciderà in merito la Presidenza anzidetta.

I corsi di studi per cui sono concesse le borse previste dalle lettere *a*) *b*) *c*) *g*) *h*) hanno la durata stabilita, per l'anno scolastico 1933-1934, dagli Istituti competenti.

Le borse di cui alle lettere *d*) *e*) *f*) sono assegnate con obbligo di compiere un corso di studi e di esperienze della durata di sei mesi per ciascuna delle prime due borse e di quattro mesi per la terza, presso i laboratori dell'Ente e della Ditta offerenti.

Le date di inizio dei corsi stessi sono fissate dalla Presidenza, sentiti l'Ente e la Ditta interessati; è in facoltà della Presidenza stessa di assegnare entrambe le borse di cui alle lettere *d*) ed *e*) alla medesima persona che compia successivamente i due corsi.

Le borse di studio saranno pagate a rate mensili posticipate durante il periodo obbligatorio di frequenza dei corsi o di esecuzione delle esperienze. Il pagamento è sospeso, a giudizio della Presidenza, all'assegnatario, che senza giustificato motivo, sospenda la sua attività o non serbi buona condotta.

Roma, 29 ottobre 1933-XII. Il Presidente : G. MARCONI.

*

La radio nella Crociera Atlantica del Decennale. — La radio ha avuto nella recente Crociera Atlantica notevoli applicazioni sia a bordo degli idrovolanti, sia nelle basi a terra e sulle navi. Grazie all'accurata selezione dei materiali impiegati e alla perfetta organizzazione dei servizi, essa è riuscita di ausilio veramente prezioso durante la navigazione in tutte le numerose e difficili tappe superate.

Particolare interesse offrono le installazioni radioelettriche di bordo, delle quali riteniamo opportuno dare una sommaria descrizione.

La stazione radio degli apparecchi S 55 della crociera è stata sistemata nello scafo di sinistra e comprende l'impianto trasmittente e ricevente e l'impianto radiogoniometrico (fig. 1 e 2).

Per l'impianto radiotrasmittente è stato impiegato un apparato di tipo modernissimo ad onda lunga e corta, le cui caratteristiche sono le seguenti :

Onda corta — Gamma d'onda variabile con continuità da 26 a 60 metri; potenza messa in giuoco nell'antenna circa 80 ÷ 90 watt.

Onda lunga — Gamma d'onda variabile con continuità da 550 a 1150 metri; potenza messa in giuoco nell'antenna circa 150 watt.

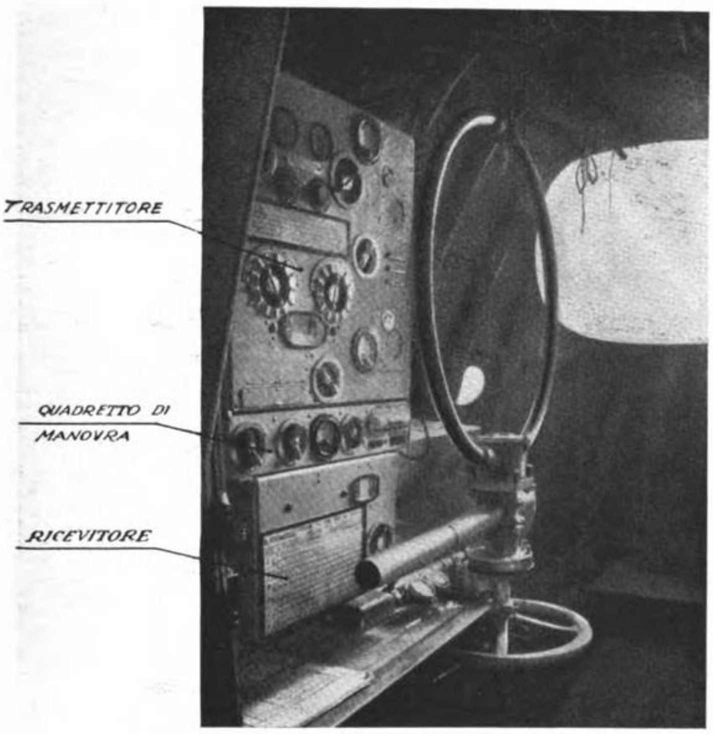


Fig. 1. — Impianto radiotelegrafico di bordo: radiogoniometro bloccato.

Nei riguardi dei particolari costruttivi del trasmettitore è da rilevare che i tubi elettronici, sia dello stadio pilota sia dello stadio amplificatore, risultano comuni alla parte a onda lunga ed a quella a onda corta e così pure gli elementi relativi all'alimentazione e alla modulazione. Risultano invece completamente distinti gli elementi costitutivi dei circuiti oscillatorii e gli organi di comando, dimodochè, mediante la semplice manovra di un commutatore, si può ottenere l'immediato passaggio da un'onda prestabilita nella gamma delle onde lunghe ad un'onda prestabilita nella gamma delle onde corte.

Dal punto di vista radiotecnico il trasmettitore (fig. 3) offre particolarità notevoli, specialmente per quanto riguarda la parte ad onde corte. Questa è costituita da uno stadio pilota, che può funzionare sia

in autooscillazione, sia con comando a quarzo, e da uno stadio amplificatore che funziona anche come duplicatore di frequenza.

Lo stadio pilota comporta un tubo elettronico di tipo schermato, di cui la griglia schermo viene utilizzata come l'anodo di un comune triodo oscillatore, e l'intervallo griglia schermo - placca come elemento

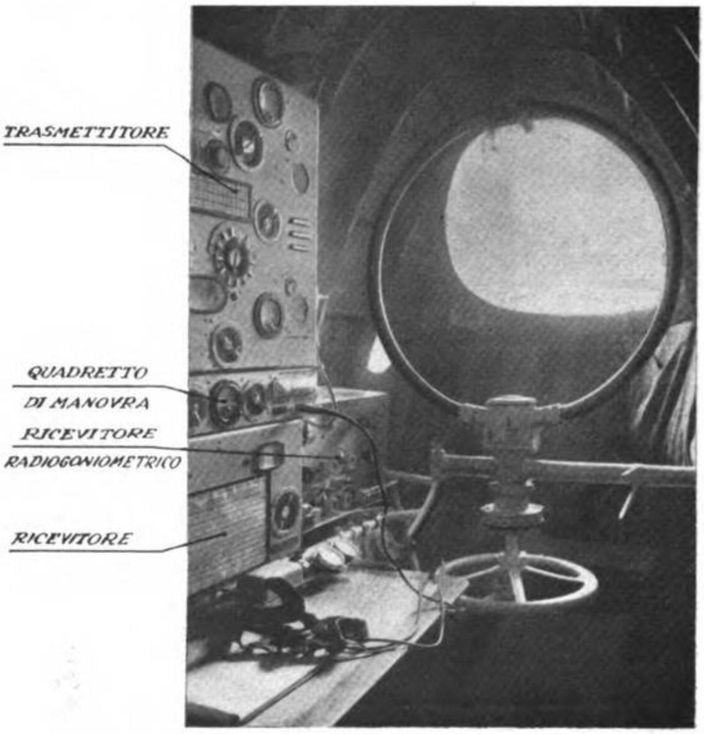


Fig. 2. — Impianto radiotelegrafico di bordo: radiogoniometro in posizione di rilevamento.

di accoppiamento a flusso elettronico con il successivo stadio duplicatore.

Lo stadio amplificatore utilizza due tubi elettronici di tipo schermato, montati secondo il noto sistema di duplicazione con griglie in opposizione e placche in parallelo. I tubi adoperati sono di tipo modernissimo, a riscaldamento indiretto e a forte pendenza di caratteristica. Essi presentano un elevatissimo valore del rapporto tra la potenza utile messa in giuoco e la potenza di comando assorbita dalla griglia, rapporto che raggiunge il valore 100, mentre nei tubi trasmittenti usuali esso non supera generalmente il valore 10.

Da accurate misure eseguite sulle trasmissioni effettuate da bordo è risultato che, nella gamma delle onde corte, la stabilità della frequenza generata è di circa 1/10.000, valore che può considerarsi altissimo per un trasmettitore di tipo aeronautico.

La parte ad onda lunga comprende uno stadio pilota ed uno stadio amplificatore nel quale i due tubi, contrariamente a quanto si fa per l'onda corta, non dovendo dar luogo a duplicazione di frequenza, sono collegati in parallelo.

Tanto con l'onda lunga, quanto con l'onda corta, sono possibili la telegrafia su onde persistenti e su onde modulate e la telefonia; in

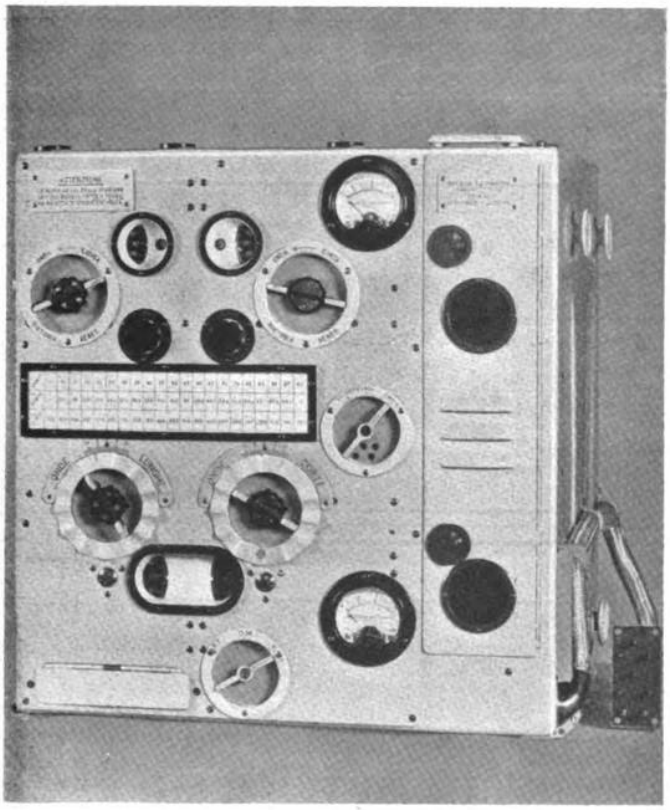


Fig. 3. — Trasmettitore.

quest'ultimo caso la modulazione, eseguita sulla griglia dello stadio amplificatore, raggiunge una profondità di circa 80-90 %.

L'alimentazione del trasmettitore è ottenuta a mezzo di una dinamo speciale a diversi avvolgimenti, che fornisce una tensione di 12 volt per l'alimentazione dei filamenti dei tubi elettronici, una tensione di 750 volt per l'alimentazione anodica dello stadio pilota, una tensione di 1500 volt per l'alimentazione anodica dello stadio amplificatore ed una tensione di 500 volt per la polarizzazione delle griglie dello stadio amplificatore.

Nell'installazione di bordo sono stati previsti due di tali generatori: uno per il funzionamento in volo, azionato a mezzo di elica autoregolatrice, che consente di mantenere costante il numero dei giri entro un vasto campo di variazione della velocità di avanzamento del velivolo (fig. 4); il secondo, per il funzionamento di riserva e a terra, azionato a mezzo del motorino a scoppio che serve anche all'avviamento dei motori principali del velivolo.

Come sistema irradiante sono previste tre antenne: un dipolo sistemato nell'interno delle ali, con rami della lunghezza di circa 5 metri, per il funzionamento con onde corte; un'antenna fissa, di-

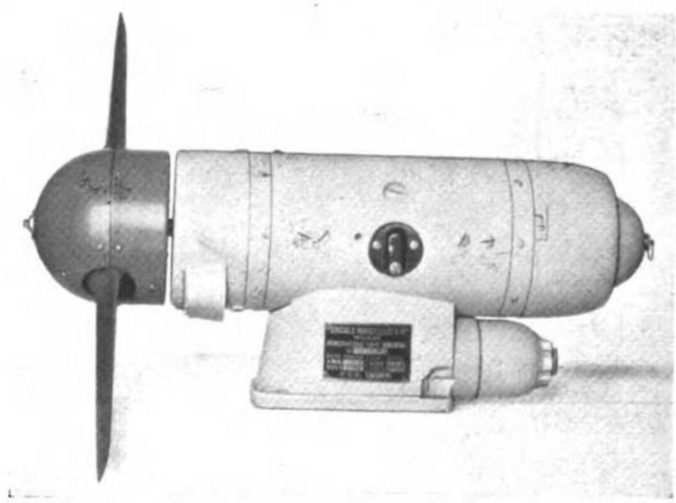


Fig. 4. — Generatore con elica autoregolatrice.

sposta tra le estremità delle ali e la coda, ed un'antenna pendente, di circa 100 metri di lunghezza, entrambe per il funzionamento con le onde lunghe.

La commutazione delle antenne viene effettuata sul quadretto di manovra (fig. 5) che comprende anche il comando per il passaggio dalla trasmissione alla ricezione e lo strumento di controllo delle tensioni e della corrente anodica di alimentazione.

Le portate ottenute con il trasmettitore di bordo sono state veramente notevoli. Con le onde lunghe e con l'antenna fissa si è raggiunta una portata di circa 800 km; con l'antenna pendente una portata di circa 1800 ÷ 2000 km. Con le onde corte, impiegando l'onda di 29 metri, è stato possibile agli apparecchi in volo sulle Azzorre, attuare in pieno giorno il collegamento sia con New York, sia con Roma.

Il ricevitore, che completa l'impianto radio, è anch'esso di tipo modernissimo (fig. 6) e consente la ricezione entro la gamma da 21 a 1800 metri in modo continuo e senza uso di bobine intercambiabili. Esso comprende uno stadio amplificatore a radiofrequenza,

che utilizza un tubo a griglia schermo a fortissima pendenza, uno stadio rivelatore e due stadi amplificatori a frequenza acustica.

Particolarità notevoli del ricevitore sono le dimensioni molto ridotte, la sua facilità di manovra, essendo a comando unico, l'ele-

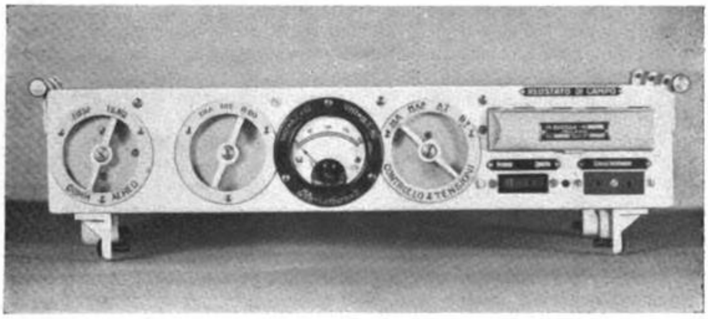


Fig. 5. — Quadretto di manovra.

vata sensibilità e l'ottima selettività in tutta la vasta gamma di onde che esso consente di ricevere.

Per eliminare i disturbi sul ricevitore da parte del sistema di accensione dei motori, è stato provveduto alla schermatura completa

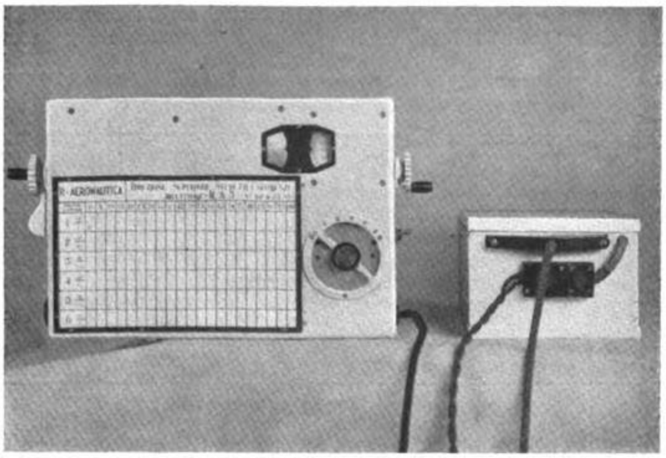


Fig. 6. — Ricevitore.

dei magneti, dei conduttori e delle candele; particolari accorgimenti sono stati inoltre adottati per eliminare i disturbi alla ricezione in volo derivanti dal generatore durante la carica della batteria di accumulatori di bordo.

Il radiogoniometro è del tipo a telaio ruotante schermato e con-

sente la ricezione entro la gamma d'onda variabile da 400 a 1700 metri. La sistemazione del radiogoniometro nell'interno dello scafo di sinistra appare chiaramente dalle fig. 1 e 2; nel caso che non occorra eseguire rilevamenti, il telaio (fig. 1) viene bloccato e disposto con il suo piano secondo l'asse longitudinale dello scafo, in modo da offrire il minimo ingombro; allorchè occorre usare l'apparecchio, il quadro viene portato (fig. 2) al centro dello scafo e reso libero nel suo movimento di rotazione. L'impianto radiogoniometrico è completato da un ingegnoso ripetitore meccanico, che consente al radiotelegrafista di trasmettere ai piloti, a mezzo di trasmissione flessibile, l'angolo di rilevamento, già automaticamente corretto per mezzo di apposita camma, sagomata in base alla curva degli errori.

La sistemazione del radiogoniometro è stata definitivamente scelta dopo una lunga serie di tentativi e di esperienze eseguite a terra e in volo. Difficoltà notevoli si son dovute superare per ottenere una curva di correzione con andamento quadrantale, con errore massimo non superiore a 7-8 gradi, e per ottenere inoltre che le curve di correzione risultassero pressochè analoghe per tutti gli apparecchi. Numerose esperienze sono state inoltre eseguite per accertare che la determinazione della curva degli errori, effettuata con l'apparecchio ammarrato, risultasse valida nei rilevamenti in volo.

L'efficienza dell'impianto radiogoniometrico si è dimostrata, nell'intenso uso fattone in quasi tutte le tappe della crociera, molto soddisfacente; è stato possibile, nonostante gli intensi rumori di bordo, eseguire rilevamenti radiogoniometrici della stazione trasmittente della nave « Alice », della potenza di 800 watt-antenna, a distanze di circa 500 km con errori inferiori a tre gradi.

Sugli apparecchi dei capisquadriglia l'impianto radio è stato completato con un piccolo trasmettitore di riserva, capace di mettere in gioco circa 12 watt-antenna, particolarmente interessante per le sue dimensioni oltremodo ridotte e per l'esiguo peso complessivo (6 kg). La sua alimentazione è fatta con la batteria di accumulatori di bordo, di modo che l'apparecchio risulta particolarmente utile in caso di ammarraggio.

Ad eccezione del radiogoniometro, di costruzione Telefunken, tutti gli altri apparati (trasmettitori, quadretto di manovra, generatore, ricevitore e ripetitore radiogoniometrico, accessori) sono stati progettati e costruiti dagli enti tecnici dell'Aeronautica e riprodotti in serie da ditte costruttrici italiane. Il perfetto funzionamento di essi, nonostante le notevoli sollecitazioni vibratorie di bordo e gli urti negli ammarraggi, dimostra la perfetta efficienza dell'industria radio italiana, allorchè essa sia opportunamente guidata e controllata.

A. M.

Vol. II - N. 4 Ottobre 1933-XI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On transforme les équations de la transmission, en les traduisant sous une forme qui se prête à une nouvelle interprétation physique du phénomène de la propagation le long des lignes.

Cette interprétation consiste à représenter le phénomène même comme dû en général à la superposition de deux « ondes principales » qui se propagent dans les deux sens avec une vitesse $1/\sqrt{LC}$ *et subissent de façon continue une atténuation partielle et une réflexion partielle le long de tout le parcours. Non seulement l'interprétation physique mais aussi l'étude analytique tire profit, à plusieurs points de vue, de la nouvelle forme donnée aux équations du système.*

En particulier on parvient à établir la condition qui doit être réalisée pour qu'une ligne non uniforme arrive à être exempte de distorsion pour un sens de propagation déterminé, et l'on donne quelques exemples de lignes de ce genre.

On demontre enfin que, même sur des lignes non uniformes, on peut obtenir, dans les deux sens, des transmissions sans déformation.

Après avoir rappelé les caractéristiques les plus importantes des microphones pour ultrasons, on étudie le comportement de petits micros à condensateur, à diaphragme très mince, qui peuvent déceler des ultrasons jusqu'à une fréquence de 90.000 hertz.

On expose ensuite les résultats de recherches faites avec ces micros, sur les sifflets de Galton, et l'on en envisage les applications possibles.

Une lampe qui détecte par caractéristique de grille cause, dans le circuit oscillant qui la précède, une perte d'énergie dont la connaissance a une grande importance, car c'est d'elle que dépendent certaines caractéristiques essentielles du fonctionnement du circuit.

On englobe les causes de perte de la lampe dans le mot de « résistance équivalente d'entrée ». Quelques Auteurs ont aussi proposé des formules pour le calcul de cette résistance; mais, ayant été soumises ici à un contrôle expérimental, elles n'ont pas eu une confirmation satisfaisante.

On décrit l'appareil et la méthode adoptés pour les mesures et, selon les résultats obtenus, on met en évidence les éléments qui, étant négligés dans les formules, jouent au contraire un rôle important dans la résistance équivalente.

On montre enfin les principes que les constructeurs de postes de réception devraient suivre dans le calcul du circuit oscillant précédent la lampe détectrice.

Vol. II - N. 4 Ottobre 1933-XI

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

Vol. II – N. 4 Ottobre 1933-XI

ALTA FREQUENZA

INHALT

Die bekannten Uebertragungsgleichungen werden in der Weise umgewandelt, dass man sie in eine für eine neue physikalische Erklärung des Fortpflanzungsvorganges passende Form umrechnet.
Diese Erklärung besteht darin, dass das Phänomen selbst als die Folge der Aussendung von zwei «Grundwellen» dargestellt wird, welche sich nach beiden Richtungen mit der Geschwindigkeit $1 \sqrt{LC}$ *ausbreiten und dauernd zugleich eine Dämpfung und eine Reflexion längs des Weges erleiden.*
Die neue Darstellung der Uebertragungsgleichungen ist nicht nur für die physikalische Deutung, sondern unter Umständen auch für die analytische Behandlung von Vorteil. Insbesondere kann hieraus die Bedingung abgeleitet werden, damit eine nicht homogene Leitung sich für eine bestimmte Fortpflanzungsrichtung verzerrungsfrei verhält; einige Beispiele solcher Leitungen werden angeführt.
Schliesslich wird der Beweis erbracht, dass auch über nicht homogene Leitungen in beiden Richtungen verzerrungsfreie Uebertragungen erzielt werden können.

Nach einer Uebersicht über die charakteristischen Eigenschaften der Ultraschall-Mikrophone, wird das Verhalten kleiner Kondensatormikrophone mit sehr dünnen Membranen beschrieben, die bis zu 90.000 Hz Anwendung finden.
Man stellt die Ergebnisse einiger mit diesen Mikrophonen an Galtonpfeifen ausgeführten Untersuchungen dar, und weist auf ihre verschiedenen Anwendungen hin.

Eine Röhre die durch die Krümmung ihrer Gitterkennlinie gleichrichtet, verursacht im davorliegenden Schwingungskreis Energieverluste, deren Betrag wegen ihres Zusammenhangs mit einigen wichtigen Parametern des Schwingungskreises eine grosse Rolle spielt.
Die Verluste in der Röhre selbst sind im Ausdruck « Eingangscheinwiderstand » eingesetzt worden. Für die Berechnung dieser Widerstände sind mehrere Formeln von andern Verfassern vorgeschlagen worden, die experimentell in der vorliegenden Arbeit kontrolliert worden sind. Die praktischen Ergebnisse stimmen mit den berechneten nicht überein.

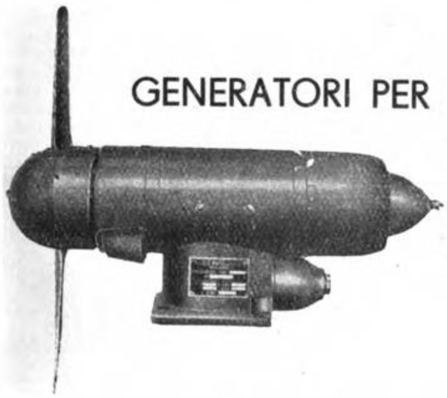
Das zur Messung des Scheinwiderstandes angewandte Verfahren wird beschrieben. Aus den Ergebnissen geht die Unzulässigkeit der bisher vorgenommenen Vernachlässigungen hervor, die für die Höhe des Eingangswiderstandes von grosser Bedeutung sind.

Zum Schluss, werden Richtlinien angegeben, nach denen Schwingungskreise vor Gleichrichterröhren in Funkempfängern ausgeführt werden sollten.

Ing. Renato San Nicolò, *Direttore responsabile* -
Industrie Grafiche Italiane Stucchi - Via S. Damiano, 16 - Milano - 1933-XI

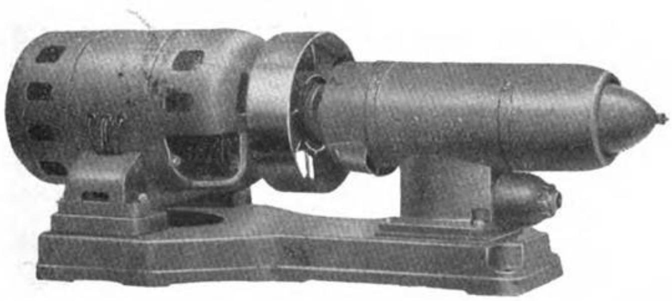
MARELLI

MACCHINE ELETTRICHE D'OGNI POTENZA
E PER OGNI APPLICAZIONE



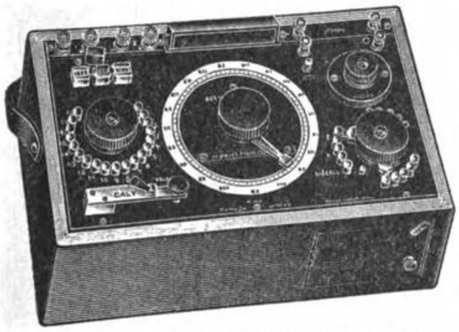
GENERATORI PER RADIOTRASMISSIONI
PER STAZIONI FISSE
AUTOPORTATE E
SU VELIVOLI

ALTERNATORI AD ALTA FREQUENZA
DINAMO AD ALTA TENSIONE
GRUPPI CONVERTITORI



ERCOLE MARELLI & C. S. A. - MILANO

PONTI D'ALTA PRECISIONE
per
RICERCHE DI LABORATORIO



Potenziometro portatile Mod. 355.

RESISTENZE
e **CASSETTE DI RESISTENZA D'ALTA PRECISIONE NON INDUTTIVE**
per misure in c. a. di alta frequenza e in c. c.

CAPACITÀ
e **INDUTTANZE CAMPIONE**
d'alta precisione.



Millivoltmetro Mod. 322 a tre portate - 2/5/10 mV. - per la misura di piccolissime grandezze elettriche e per l'uso con coppie termoelettriche esterne per misure alla radiofrequenza.

STRUMENTI DI PRECISIONE
portatili e da laboratorio
per
misure radiotecniche
e
elettroacustiche

AGENTE GENERALE DEPOSITARIA PER L'ITALIA:

SOC. AN. ING. S. BELOTTI & C.

Telef. 52-051/2/3 —— MILANO —— *Piazza Trento, 8*

VOL. II - N. 5 (PUBBLICAZIONE BIMESTRALE) DICEMBRE 1933 - XII

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI
RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA

AEI

ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. II Dicembre 1933 - XII N. 5

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'Associazione Elettrotecnica Italiana
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: **Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10**

Un numero separato **L. 12** Abbonamento annuo **L. 40**

SOMMARIO

Vol. II Dicembre 1933 - XII N. 5

ALTA FREQUENZA

Radiotelevisione.

La tecnica della trasmissione a distanza di immagini in movimento, iniziatasi con quelle rudimentali applicazioni, che pur destarono così grande interesse, ha compiuto in pochi anni progressi notevolissimi. Essi sono tuttavia poco noti fuori dell'ambito dei laboratori di ricerca, forse perchè la loro attuazione è ancor troppo difficile e costosa; ma lasciano sperare non lontana la completa, pratica soluzione del problema. Giunge perciò opportuna la nota dell'ing. BANFI, che esamina lo stato attuale della questione, ne mette in luce le difficoltà, dà ragione della necessità di taluni orientamenti ed in ispecie dell'uso di altissime frequenze supporto, descrive infine le innovazioni ed i perfezionamenti nelle apparecchiature, illustrando l'uso dei tubi a raggi catodici per la riproduzione ed il nuovo organo di presa a raggio catodico esploratore, vero occhio elettrico.

Il campo irradiato da un'antenna.

La determinazione del campo elettromagnetico irraggiato da un'antenna è un difficile problema di fisica matematica. Partendo dal sistema di equazioni di Maxwell si devono fare numerose ipotesi semplificative e ripetute approssimazioni per mettere le equazioni sotto forma integrabile. Così si suppone il suolo perfettamente conduttore, si trascurano le dimensioni trasversali dei conduttori di antenna, nonchè gli effetti della incompleta identità di fase della corrente lungo l'antenna, si considera solo lo stato di regime e via dicendo. Ma, anche in forma semplificata, il problema non si presta ad una definitiva soluzione, se non attraverso ingegnosi artifizi matematici; la questione più semplice, quella del dipolo, viene portata a soluzione completa soltanto dopo un calcolo lungo e laborioso.

Anche rimanendo in un determinato grado di approssimazione, lo stesso problema può venire affrontato per altre vie: così l'irraggiamento di un'antenna verticale può essere determinato come somma degli effetti dovuti a più dipoli, ovvero direttamente, ricercando le condizioni alle quali devono soddisfare le equazioni di propagazione ad una distanza sufficientemente grande dall'antenna, o infine, con procedimento

essenzialmente analitico, ricorrendo alla nozione dei potenziali ritardati.

Secondo la formazione mentale e l'educazione scientifica dei vari studiosi, possono esser preferite da taluni le soluzioni di carattere puramente analitico, da altri quelle che potremmo dire di carattere fisico, in cui lo svolgimento matematico segue e spiega lungo la via una rappresentazione ed una interpretazione del fenomeno in esame.

La trattazione del prof. GRAFFI, svolta coll'aiuto dei potenziali ritardati, è di carattere eminentemente analitico, e presenta quindi quei vantaggi di concisione e di logica che sono propri dei procedimenti di tal genere. Naturalmente i risultati sono identici a quelli ottenuti con altri metodi, ma la via per pervenire ad essi apparisce più rapida, anche se meno intuitiva.

Problemi di trasmissione attraverso catene di circuiti.

Nello studio dei problemi tecnici sono i procedimenti analitici quelli che permettono la più ampia e generale indagine sull'andamento dei fenomeni. Ma questa generalità è spesso solo apparente, poichè porta non di rado una tale complicazione nelle relazioni finali, che queste non servono più per interpretare senz'altro l'andamento del fenomeno in modo generale, come la formula vorrebbe. E' necessario allora ricorrere a grafici ed a tabelle — di compilazione spesso laboriosa, e valevoli solo per casi particolari — che infirmano la generalità del procedimento stesso. E poichè non si riesce ad evitare la necessità di introdurre nei calcoli i risultati di indagini sperimentali, ci si può porre il problema se non sia più semplice studiare il fenomeno in modo completamente sperimentale, scegliendo opportunamente una buona serie di casi particolari tipici.

L'interesse dei lavori di carattere puramente teorico è tuttavia sempre notevole, se essi sono contenuti nei limiti che si addicono alla loro generalità. Talvolta poi la loro importanza può essere fondamentale, se la trattazione serve a bene inquadrare i problemi ed a guidare le ricerche sperimentali. Esempio tipico del genere è la teoria dei filtri a catena con numero infinito di maglie, caso astratto il cui studio permette di risalire con relativa facilità all'esame di casi reali, che non sarebbe agevole affrontare direttamente.

Riteniamo perciò opportuno riportare integralmente il lavoro dell'ing. COCCI sulle catene di circuiti risonanti, non tanto per il complesso e non facile procedimento analitico che può forse interessare solo pochi competenti, quanto perchè esso conduce ad alcuni risultati di qualche interesse, che l'A ha opportunamente messo in rilievo. Accenniamo in particolare alla poca importanza, entro certi limiti, della dissimmetria rispetto alle bande laterali, ed anche alle conclusioni in favore della prova normale di selettività.

Un frequenziometro e un fonometro.

Nella rubrica « Nuovi apparecchi », grazie alla collaborazione dell'ing. PAOLINI, pubblichiamo la descrizione di due interessanti modelli, costruiti dal R.I.E.C. di Livorno.

Il problema della misura rapida e precisa della frequenza è già abbastanza arduo nel campo delle frequenze industriali. In quello poi delle frequenze acustiche non si può dire, che esso sia stato finora risolto in modo del tutto rispondente alle esigenze, per conto loro sempre crescenti, così della ricerca come della tecnica. La soluzione ideale del problema sembrerebbe consistere, allo stato presente delle cose, in un apparecchio a lettura diretta, con due morsetti cui fosse possibile applicare una tensione alternativa di ampiezza frequenza e forma qualsiasi, atto a fornire immediatamente, grazie allo spostamento di un indice su un quadrante graduato in valori di frequenza, l'indicazione numerica desiderata (riferita alla fondamentale).

A quella soluzione ideale si avvicina molto da presso, salvo inevitabili e del resto non gravi limitazioni (e in ogni caso, a parer nostro, meglio degli altri apparecchi esistenti), il frequenziometro proposto tre anni or sono da F. Vecchiacchi e F. Guarnaschelli [1], anch'essi del R.I.E.C. di Livorno. Opportunamente e meritoriamente il collega Paolini ha dato opera a studiare un'attuazione dell'apparecchio per quanto più è possibile pratica e maneggevole; già l'esperienza di laboratorio l'ha dimostrata grandemente preziosa ed in moltissimi casi nettamente preferibile ad ogni altra disposizione sperimentale.

Il secondo apparecchio è un misuratore portatile di rumori. Esso giunge in buon punto per rispondere ad un insieme di esigenze, che si stanno rendendo rapidamente manifeste nei più diversi campi della tecnica.

Intravvista appena la possibilità di indagini quantitative, cioè di misure più o meno oggettive e più o meno ben definite in materia di suoni e di rumori, si è subito avuta la sensazione della grande utilità di disporre di apparecchi che attuassero agevolmente quelle misure. Assistiamo oggi infatti alla rapida evoluzione dell'acustica tecnica da uno stato, in cui l'empirismo dominava largamente, ad una fase nuova di gran lunga più permeata di spirito scientifico. Evoluzione, che ricorda quella compiutasi tempo fa nella tecnica dell'illuminazione ed apparisce ancor più sollecita e più feconda di inattesi sviluppi. La nozione e l'uso del *phon* si diffondono come già avvenne per il *lux*; così che ancora una volta si conferma il principio fondamentale ed universalmente constatato, secondo cui decisivi progressi nella scienza e nella tecnica non si attuano, se non quando si raggiunge la possibilità di misurare le grandezze in giuoco.

[1] L'Elettrot., 1930, XVII, p. 724.

Mentre già da più parti si manifesta anche in Italia la richiesta di « fonometri » e si cerca di soddisfarla con vari tipi di apparecchi stranieri, siamo lieti di pubblicare la descrizione di un apparecchio italiano (basato, ben s'intende, sui principi comuni a tutti i fonometri che si stanno ora mettendo in commercio all'estero), studiato e concretamente attuato nell'istituto di Livorno.

Più di un capo di laboratorio sarà mosso certamente a desiderare di poter disporre di apparecchi simili a quelli descritti, senza esser costretto a ripetere i tentativi e le prove, indispensabili per attuare in forma definitiva una costruzione del genere. A questo desiderio già rispondono in non piccola misura le indicazioni contenute nelle note che pubblichiamo. Tanto meglio poi, se qualche ditta nazionale si assumesse la riproduzione degli apparecchi.

A questo riguardo ci sembra doveroso far rilevare l'atteggiamento del R.I.E.C., confermatosi nella sua vita ormai più che trilustre e nell'opera degli studiosi, che in esso hanno lavorato e lavorano. Di regola, nessun brevetto. Ciò che non è di riservato interesse militare, sia messo a piena disposizione del mondo scientifico e tecnico e dell'industria. S'intende che questi concetti non sono applicabili alle società private, le quali non possono fare a meno di brevettare le idee dei loro tecnici, siano esse buone o anche soltanto mediocri, e di cercare di avvalorarle con ogni mezzo. Ma gl'istituti, che ricevono direttamente dallo Stato, cioè dalla collettività, i loro mezzi di lavoro, è bene che mettano a piena disposizione della collettività i frutti raccolti. Se ciò da un lato richiede più nobile disinteresse e più grande abnegazione da parte dei ricercatori, dall'altro li distoglie da meschine preoccupazioni e da competizioni spesso aspre e del tutto contrarie allo spirito scientifico; ed accresce incomparabilmente la produttività di un istituto di ricerca, perchè rende possibile un'intima fusione non solo intellettuale, ma anche spirituale, fra quanti operano in esso e li indirizza al lavoro collegiale ed anonimo a servizio di tutti, che ci sembra la forma più pura e più alta non solo dell'attività scientifica, ma di ogni altra attività umana.

LA REDAZIONE.

I RECENTI PROGRESSI DELLA RADIOTELEVISIONE

ALESSANDRO BANFI

Dopo aver ricordato i principi fondamentali dell'attuale soluzione del problema della televisione, s'illustrano i dispositivi analizzatori dimostratisi adatti per la trasmissione di immagini animate, con soddisfacente finezza.

Si considera poi il problema delle radiotrasmissioni televisive su onda ultracorta riferendo alcuni dati sulla propagazione di tali onde relativi all'impianto trasmettente dell'E.I.A.R. a Torino.

La parte riguardante la ricezione è trattata più diffusamente, con particolare riguardo alla recente evoluzione dei tubi a raggi catodici ed al loro impiego in televisione.

1. - Generalità.

E' fuor di dubbio che il problema della « visione trasmessa a distanza » o « televisione » è oggi una delle più affascinanti questioni scientifiche che appassionano tecnici e profani.

Non si riscontra che raramente nel campo scientifico un'evoluzione paragonabile a quella conseguita dalla televisione nel breve tempo di un anno e mezzo.

Oggi si può affermare che una soluzione del problema della televisione è stata raggiunta con risultati pienamente soddisfacenti; forse l'avvenire ci porterà altre soluzioni, fors'anche più semplici dell'attuale, ma ciò non attenua per nulla l'importanza della realizzazione odierna.

E' ormai noto che il sistema oggi adottato per trasmettere a distanza l'immagine di una scena animata consiste essenzialmente nella *suddivisione virtuale* della superficie dell'immagine stessa in un certo numero di piccole aree, che chiameremo *aree elementari*, e nella trasformazione successiva, con ordine ben prestabilito, della luminosità di ciascuna di queste aree, aventi varie intensità di chiaroscuro, in corrispondenti impulsi elettrici, il cui complesso si usa chiamare *corrente fotoelettrica*. La trasformazione di un'intera immagine in corrente fotoelettrica dev'essere eseguita in un tempo assai breve, normalmente di 1/25 di secondo, in relazione al noto fenomeno fisiologico della persistenza delle immagini sulla retina dell'occhio.

Le correnti fotoelettriche, nelle quali è stata trasformata l'immagine, possono essere trasmesse sia lungo fili o cavi, sia mediante energia radiante, alla stessa stregua delle correnti telefoniche: come si è detto, in ogni minuto secondo vengono trasmesse, normalmente, 25 immagini.

L'immagine da trasmettere subisce adunque una scomposizione virtuale in un certo numero di punti, in modo paragonabile al cosi-

detto « reticolo » di una zincografia; tale scomposizione è solo *virtuale*, cioè non esiste che nella nostra immaginazione, ma è un utilissimo concetto che serve di base per la valutazione teorica della frequenza massima delle correnti fotoelettriche, alle quali dà luogo la esplorazione dell'immagine stessa.

In realtà l'immagine che si vuol trasmettere viene suddivisa in tante striscioline parallele, una adiacente all'altra e sistematicamente percorse, una per una, da un'area elementare mobile: il concetto del punto si ricollega automaticamente a questa scomposizione in strisce, immaginando scomposte a loro volta le strisce in tanti quadratini adiacenti (aree elementari) aventi il lato uguale alla altezza (spessore) della striscia stessa. La suddivisione dell'immagine in strisce, mediante un'area elementare mobile, si chiama *analisi* e le singole strisce si chiamano *linee d'analisi*.

2. - Frequenza delle correnti fotoelettriche.

La frequenza delle correnti fotoelettriche, il numero di linee di analisi ed il numero d'immagini trasmesse per secondo, sono strettamente legati fra loro: a parità di numero d'immagini al secondo, la frequenza cresce proporzionalmente al numero di linee d'analisi.

Il concetto di frequenza così derivato, va inteso però come un valore massimo raramente raggiungibile in pratica e corrispondente alla trasmissione dell'immagine di una scacchiera a quadratini alterni bianchi e neri, delle dimensioni dell'area d'analisi elementare.

Adottando ad esempio una finezza d'analisi di 180 linee (40.000 aree elementari) e 25 immagini al secondo, la frequenza massima delle correnti fotoelettriche raggiunge il valore di 500.000 Hz [1].

Occorre d'altronde tener presente che, pur potendo raggiungere il valore massimo ora accennato, la frequenza delle correnti fotoelettriche può anche assumere, durante la trasmissione di scene animate, valori notevolmente più bassi (sino a 10 Hz). Quest'ultima condizione si verifica frequentemente nella trasmissione di pellicole cinematografiche con scene prevalentemente oscure quali ad esempio i « titoli » e le « dissolvenze ».

Per assicurare la trasmissione di un'immagine con la maggior nitidezza e fedeltà, occorre quindi trasmettere con perfetta uniformità tutta la banda di frequenze comprese fra dieci e mezzo milione di hertz.

Sebbene la radiotecnica sia pervenuta ad un grado di sviluppo tale da permettere la risoluzione di ardui problemi, pure è oggi praticamente impossibile estendere oltre il limite superiore di 500.000 Hz la gamma di trasmissione uniforme di correnti variabili, tenuto conto della lunga e complessa catena di operazioni (1ª amplificazione - modulazione - propagazione- captazione - rivelazione - 2ª amplificazione).

Molte considerazioni teoriche sono state svolte da parecchi autori

---

[1] La frequenza massima delle correnti fotoelettriche è data dall'espressione $f = n\,N/2$, ove n indica il numero di aree elementari ed N il numero di immagini al secondo.

sull'argomento della *minima soddisfacente* finezza d'analisi delle immagini teletrasmesse: recentemente ([2]) si è giunti ad un tentativo di normalizzazione delle varie finezze d'analisi adottabili a seconda del tipo di immagine da trasmettere. L'articolo citato riporta anzi le illustrazioni riproducenti la stessa immagine vista con varie finezze d'analisi; occorre però tenere presente che un giudizio sulla *nitidezza* e *percettibilità pratica*, formulato in seguito all'osservazione di immagini *fisse*, è completamente erroneo, inquantochè quando l'immagine è costituita da soggetti in movimento la percettibilità di essi è enormemente accresciuta, per un interessante fenomeno fisiologico.

Ciò è ormai sanzionato dalla pratica delle teletrasmissioni di pellicole cinematografiche, la quale ha altresì stabilito in modo indubbio che con una finezza d'analisi di 180 linee (40.000 aree elementari) è possibile ottenere trasmissioni soddisfacenti sotto ogni rapporto.

Questa circostanza è fortunatamente vantaggiosa per lo sviluppo della radiotelevisione, poichè la frequenza massima delle correnti fotoelettriche corrispondenti alla finezza accennata, raggiunge, come si è visto, il limite superiore delle attuali possibilità di una efficiente ed uniforme trasmissione e ricezione di una gamma di frequenze così estesa.

Aumentando la finezza di riproduzione oltre il limite di 180 linee, il miglioramento dell'immagine, che logicamente si dovrebbe ottenere, viene praticamente annullato dalla inefficiente trasmissione delle frequenze più alte, corrispondenti appunto ai più minuti particolari della immagine stessa.

3. - Metodi d'analisi.

Due metodi ben distinti si adottano oggi con successo per l'analisi delle immagini da trasmettere: il metodo meccanico ed il metodo elettronico.

Il primo deriva da un perfezionamento del classico disco di Nipkow e trova un ideale e perfetto impiego nella trasmissione delle pellicole cinematografiche (fig. 1): la finezza d'analisi di 180 linee è facilmente ottenuta in modo preciso, regolare ed economico.

La pellicola si svolge con moto continuo ed il disco analizzatore porta un numero di fori metà di quello corrispondente al numero di linee d'analisi (la dimensione dei fori corrisponde però a quella che ad essi competerebbe qualora fossero in numero doppio): tali fori anzichè essere disposti su una spirale (caso del classico disco di Nipkow) sono invece disposti equidistanti lungo una circonferenza concentrica all'asse di rotazione del disco.

In tal modo, grazie alla opportuna combinazione delle velocità dei due moti uniformi ortogonali della pellicola e del disco, ad ogni giro del disco stesso viene analizzata solo una metà del fotogramma cinematografico: per l'analisi completa di ogni fotogramma occorrono quindi due giri del disco. Nel caso di 25 immagini al secondo, il disco analizzatore deve ruotare alla velocità di 3.000 giri al minuto.

([2]) W. H. Wenstrom: Notes on television definition - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 1317.

La conversione degli impulsi luminosi, corrispondenti alle varie aree elementari della pellicola analizzata, in impulsi elettrici avviene pel tramite di una fotocella montata in modo particolare dalla parte opposta (rispetto alla pellicola) a quella ove trovasi il disco analizzatore, il quale intercetta un intenso fascio di luce proveniente da una lampada ad arco. Un altro sistema « fotocella-sorgente luminosa » com-

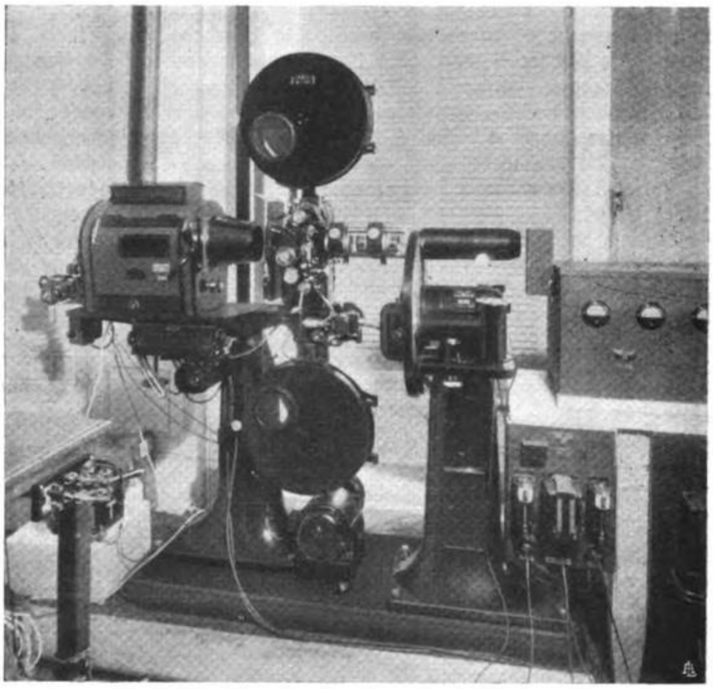


Fig. 1. — Dispositivo analizzatore a disco per trasmissioni di pellicole cinematografiche - Finezza d'analisi 180 linee; 25 immagini/sec. (Impianto E.I.A.R.).

binato con speciali aperture praticate nel disco analizzatore, provvede alla generazione delle due frequenze sincronizzanti necessarie per i ricevitori a tubo catodico.

Nella trasmissione diretta di scene animate, a differenza di quella pel tramite di pellicole cinematografiche, non è invece possibile, usando il metodo meccanico d'analisi, superare la finezza di 90 linee, nè allargare il campo di presa oltre due metri quadrati.

Il metodo elettronico recentemente portato ad un alto grado di perfezione in America dallo Zworykin (*iconoscope*), pur prestandosi anch'esso (ma con minore praticità d'impiego) per le trasmissioni di pellicole cinematografiche, trova però il suo impiego tipico

nella trasmissione diretta di scene animate, potendosi con esso raggiungere ed anche superare (qualora si giudicasse ciò opportuno) la finezza d'analisi di 180 linee.

Esso è essenzialmente fondato (3) sull'adozione di una superficie fotosensibile multipla, costituita da numerosissimi elementi indipendenti (un finissimo mosaico di microscopiche fotocelle): ciascun elemento (o gruppo di elementi) viene successivamente inserito nel circuito di trasmissione per il tramite di una specie di « spazzola di contatto » mobilissima e priva di inerzia, costituita da un pennello elettronico analogo a quello normalmente usato in un tubo a raggi catodici (tubo di Braun).

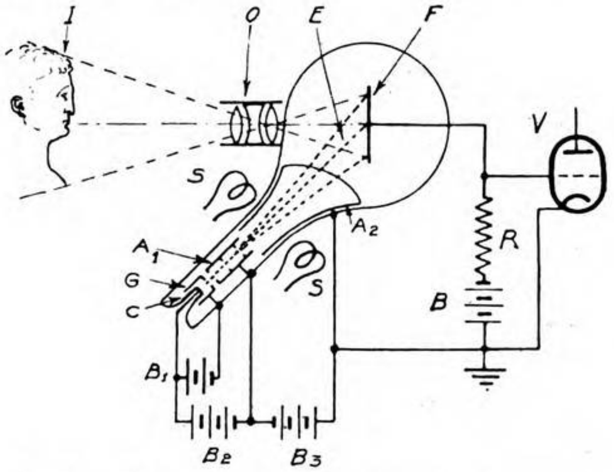


Fig. 2. — Dispositivo analizzatore elettronico (*iconoscope*).

I - immagine da trasmettere; *O* - obbiettivo; *F* - superficie fotoelettrica multipla; *E* - pennello elettronico; *C* - catodo; *G* - modulatore; A_1 - primo anodo; A_2 - secondo anodo; *S* - bobine deviatrici; *B* - batteria di polarizzazione della superficie fotoelettrica; *R* - resistenza di accoppiamento.

Con questo sistema (fig. 2) l'immagine da trasmettere è riprodotta otticamente (come in un comune apparecchio fotografico) sulla superficie fotosensibile multipla; l'emissione fotoelettrica di ciascun elemento (o gruppo di elementi) dipenderà quindi dal giuoco di luci ed ombre dell'immagine stessa. Se nel tempo di un venticinquesimo di secondo il pennello elettronico collettore avrà sfiorato per successive linee orizzontali adiacenti tutta la superficie fotosensibile, si sarà ottenuta la trasmissione televisiva dell'immagine.

(3) V. K. Zworykin: Television with cathode-rays tubes - J. I. E. E., Londra, 1933, LXXIII, p. 437.

4. - Radiotrasmissione.

La radiotrasmissione degli impulsi fotoelettrici della televisione è oggi decisamente orientata verso le onde ultracorte. Le ragioni di ciò sono numerose e di natura diversa. Anzitutto, dato l'elevato valore che può raggiungere la frequenza delle correnti modulanti (si è visto che con 180 linee d'analisi la frequenza massima è di mezzo milione di hertz), la frequenza dell'onda portante deve essere anche essa molto alta per poter conservare il massimo grado di fedeltà all'inviluppo di modulazione. Poichè il rapporto fra la frequenza modulante e quella modulata, al fine di soddisfare tale esigenza, deve essere di circa 1/100, ne deriva che la frequenza supporto deve avere un valore prossimo a 50.10^6 Hz, ciò che corrisponde ad una lunghezza d'onda di 6 metri.

Per quanto riguarda la propagazione delle radioonde di tale lunghezza, sembra ormai accertato che, data la loro fortissima attenuazione, non esiste praticamente la possibilità di riflessione dalla ionosfera; ciò è un prezioso vantaggio, nei rispetti delle onde di lunghezza superiore ai 10 metri, inquantochè elimina totalmente il fenomeno di sdoppiamento delle immagini ricevute, inconveniente questo tanto più dannoso quanto maggiore è la finezza d'analisi.

L'attenuazione, si è detto, è molto forte. Si deve però notare che i risultati ottenuti recentemente da vari sperimentatori americani [4] danno valori di attenuazione notevolmente in eccesso su quelli trovati dallo scrivente e relativi all'emissione della stazione dell'E.I.A.R. a Torino, funzionante su un'onda di metri 6,30. La ragione di tale divario risiede nel fatto che la propagazione aveva luogo nelle esperienze americane attraverso grandi città con edifici molto alti e costruiti in ferro, cosa che non si verifica invece nelle nostre città, costituite in prevalenza da edifici non molto alti e costruiti in muratura o cemento armato.

Si può ritenere con buona approssimazione che con un'onda intorno ai 6 metri, irradiata da un dipolo verticale collocato a circa 100 metri d'altezza sul suolo al centro d'una grande città, è possibile ottenere una intensità di campo di 500 microvolt/metro (valore minimo richiesto per una buona ricezione) ad una distanza di circa 20 km, quando si dissipi nel sistema irradiante la potenza di 1 kW. Con una potenza di 5 kW dissipata nel dipolo si ritiene possibile ottenere il campo di 500 microvolt/metro ad una distanza di circa 50 km.

Le esperienze sopraccennate sulla propagazione delle onde ultracorte sono state effettuate, come già è stato detto, con un trasmettitore (tuttora in funzione) installato dall'E.I.A.R. nel Palazzo S.I.P. di Torino (fig. 3), ed avente le caratteristiche seguenti. La frequenza irradiata è di 48 megahertz, pari ad una lunghezza d'onda di m 6,30; la banda di modulazione utile va da 20 a 500.000 Hz.

Contrariamente all'indirizzo della corrente pratica costruttiva di

---

[4] L. F. JONES: A study of the propagation of wavelenghts between three and eight meters - Proc. I. R. E., 1933, XXI, p. 349.

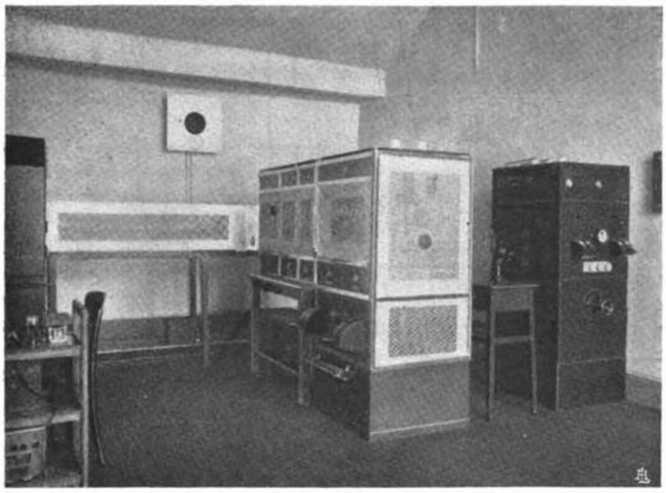


Fig. 3. — Trasmettitore ad onda ultracorta (48 megahertz) installato dall'E.I.A.R. a Torino.

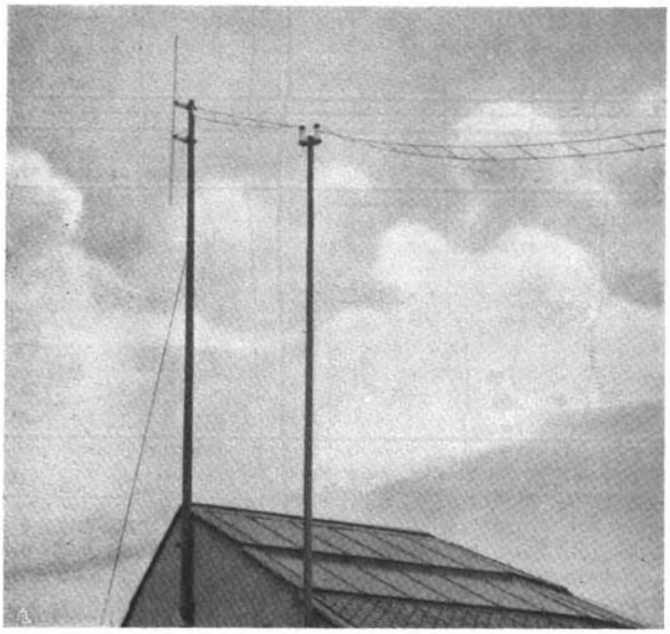


Fig 4. — Dipolo irradiante e linea di trasmissione del trasmettitore E.I.A.R. di Torino.

radiotrasmettitori di tal genere, oggi in funzione per trasmissioni televisive, l'oscillatore pilota genera direttamente la frequenza di servizio (48 megahertz), ad una potenza già notevole (50 watt) che viene poi portata alla potenza finale pel tramite di tre stadi amplificatori neutralizzati ed equilibrati in modo particolare.

La stabilità della frequenza generata dall'oscillatore pilota è assicurata, senza l'ausilio di cristalli di quarzo, da un circuito elaborato dallo scrivente e derivato dai noti sistemi stabilizzatori che utilizzano le proprietà di linee elettriche a onde stazionarie.

La modulazione, per tensione di griglia, è effettuata sul secondo stadio (1° amplificatore a radiofrequenza) di 200 watt; il terzo stadio è costituito da due tetrodi a placca schermata della potenza di 500 watt (dissipazione) ciascuno, montati in circuito simmetrico. L'ultimo stadio è costituito da due triodi speciali per onde cortissime della potenza di kW 1,5 ciascuno, montati essi pure in circuito simmetrico neutralizzato.

Il sistema irradiante (fig. 4) è costituito da un tubo di cromalluminio (dipolo) lungo circa mezza lunghezza d'onda (3,05 metri) opportunamente accoppiato con una linea di trasmissione bifilare aerea, avente l'altra estremità accoppiata allo stadio finale del trasmettitore.

Con un'intensità di campo non inferiore al valore accennato di 500 microvolt/metro, la ricezione è relativamente facile impiegando un apparecchio costituito da un triodo rivelatore a rigenerazione elettromagnetica, seguito da due o tre stadi di amplificazione accoppiati con resistenza e capacità.

5. - Ricezione.

Nei riguardi degli apparecchi riceventi di televisione è noto che il loro principio fondamentale di funzionamento è perfettamente analogo a quello dei dispositivi analizzatori in trasmissione. Si tratta cioè di riprodurre per strisce successive adiacenti una intera immagine, in un tempo uguale a quello impiegato nella trasmissione (ad esempio 1/25 di secondo). Il numero di strisce e la loro reciproca successione nel tempo, devono corrispondere esattamente a quelle della trasmissione; deve sussistere cioè un perfetto sincronismo fra la scomposizione (analisi) dell'immagine originale e la ricomposizione dell'immagine riprodotta nell'apparecchio ricevente.

Salvo qualche rara eccezione costituita da speciali apparecchiature per proiezioni di grande formato, il moderno apparecchio ricevente di televisione (fig. 5) è fondato su metodi elettronici con totale esclusione di sistemi ottico-meccanici in movimento. L'applicazione del tubo a raggi catodici come ricevitore di televisione, ha segnato il decisivo passaggio di quest'ultima nel campo pratico.

Nella sua più comune espressione il tubo catodico è costituito nel modo seguente.

Gli elettroni emessi da un filamento F (fig. 6), riscaldato dalla corrente di una batteria B_1, vengono attratti da un anodo A, a forma di dischetto con un piccolo foro al centro, mantenuto ad un poten-

ziale positivo (circa 2000 volt) rispetto al filamento emettitore, mediante la batteria B_3.

Il filamento F è posto internamente ed al centro di un cilindretto metallico C, portato ad un potenziale negativo (circa il 10 % del valore assoluto di quello di A) rispetto al filamento per mezzo della batteria B_2: gli elettroni sono perciò respinti dalle pareti del cilin-

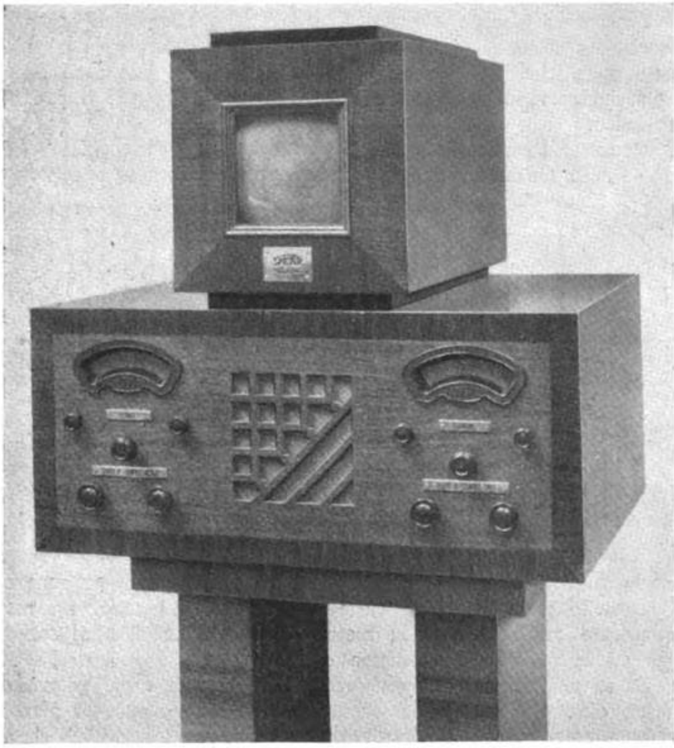


Fig. 5. — Ricevitore per radiotelevisofonia di costruzione italiana (S.A.F.A.R.).

dro C e concentrati verso il suo asse, assumendo la forma di un sottile pennello. Tale pennello di elettroni, respinto dall'elettrodo C ed attratto violentemente dall'anodo A, attraverso il foro centrale di quest'ultimo, viene proiettato lungo l'asse del tubo di vetro, internamente al quale è collocato tutto il sistema di elettrodi ora accennato.

All'interno del tubo vi è un gas a pressione ridotta (generalmente argon od idrogeno) che, pel fenomeno di ionizzazione causata dall'urto degli elettroni del pennello catodico contro gli atomi del

gas, forma una guaina di cariche positive la quale contribuisce a mantenere concentrato e sottile il pennello stesso.

Il pennello elettronico va poi a colpire la parete di fondo del tubo sulla quale è deposto un sottile strato di una sostanza, che diviene fluorescente sotto l'azione del bombardamento elettronico: su tale parete si viene quindi a formare un punto luminoso di area uguale alla sezione che ha il pennello elettronico in prossimità della parete stessa.

Dopo aver lasciato l'anodo A, il pennello elettronico passa attraverso un sistema di elettrodi costituito da due coppie di placchette metalliche, $P_1 - P_1'$ e $P_2 - P_2'$, ortogonali fra loro; tali coppie di placche servono a deviare in due direzioni ortogonali il pennello elettronico.

Mediante l'applicazione fra le placche delle due coppie $P_1 - P_1'$ e $P_2 - P_2'$ di tensioni periodicamente variabili e di forma opportuna

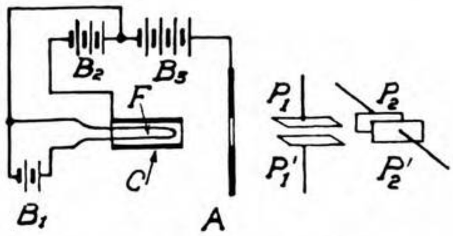


Fig. 6. — Disposizione classica degli elettrodi in un tubo a raggi catodici.

(dette « a denti di sega »), si imprime al punto luminoso generato dal pennello catodico sulla parete fluorescente del tubo, un moto esattamente corrispondente al moto dell'area d'analisi alla trasmissione ed in perfetto sincronismo con essa.

E' da notarsi che lo spostamento del pennello catodico può ottenersi, oltre che elettrostaticamente mediante le coppie di placche ora accennate, anche elettromagneticamente pel tramite di coppie di elettromagneti disposti esternamente al tubo; il sistema elettrostatico è preferito.

Per sfruttare la superficie fluorescente del tubo catodico come area analizzata per televisione, occorre far muovere il punto luminoso nel modo seguente:

a) spostamento orizzontale da un'estremità all'altra dell'area analizzata in un senso determinato (ad esempio da sinistra a destra) con moto uniforme e velocità corrispondente alla frequenza d'immagine e al numero di linee d'analisi prescelto;

b) spostamento orizzontale rapidissimo in senso inverso (ad esempio da destra a sinistra) per ritornare alla estremità di partenza delle linee d'analisi: il tempo impiegato dal punto luminoso per effettuare questo tragitto di ritorno (non utile agli effetti della forma-

zione dell'immagine) non deve essere superiore ad 1/20 del tempo impiegato nel primo movimento che corrisponde ad una linea di analisi;

c) spostamento verticale (dall'alto in basso) con moto uniforme e con velocità tale da impiegare, per compiere tutto il tragitto corrispondente all'altezza dell'area d'analisi, un tempo uguale alla frequenza d'immagine;

d) spostamento verticale in senso inverso al precedente (dal basso all'alto) con moto rapidissimo anch'esso: al termine di questo spostamento di ritorno, il punto luminoso si troverà di nuovo all'inizio dell'analisi (vertice in alto a sinistra nel caso degli esempi già citati) cioè in corrispondenza del principio della prima linea.

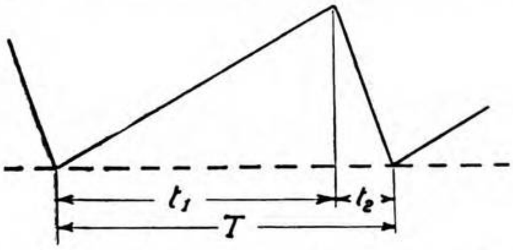


Fig. 7. — Diagramma della tensione variabile « a denti di sega » per lo spostamento del punto luminoso sullo schermo del tubo catodico.

Tutti gli spostamenti ora enumerati vengono effettuati comunicando alle due coppie di placche di controllo tensioni variabili secondo la legge del diagramma di fig. 7, nel quale sono riportate in ascissa i tempi ed in ordinata le tensioni. Da essa rilevasi come il tempo totale T, impiegato per compiere un intero periodo della variazione di tensione periodica detta « a denti di sega » per la sua forma particolare, sia diviso in due parti diseguali, t_1 e t_2 (normalmente si fa $t_1 = 20\ t_2$). Applicando tale tensione periodicamente variabile alla coppia di placche che comanda gli spostamenti orizzontali e facendo in modo che il tempo T corrisponda al tempo necessario per descrivere una linea d'analisi (1/4500 di secondo nel caso di una analisi a 180 linee e 25 immagini al secondo) si otterranno gli spostamenti *a*) e *b*) già enunciati: precisamente nel tempo t_1 si effettuerà il moto d'analisi *a*) e nel tempo t_2 il moto di ritorno *b*).

Applicando una tensione variabile dello stesso tipo alla coppia di placche che comanda gli spostamenti verticali, in modo che T corrisponda al tempo d'analisi di un'intera immagine (1/25 di secondo per 25 immagini al secondo), si otterranno gli spostamenti *c*) e *d*) e precisamente *c*) si effettuerà nel tempo t_1 e *d*) nel tempo t_2.

Sotto forma analitica, si dovranno soddisfare le condizioni seguenti:

— per lo spostamento delle linee (moto orizzontale):

$$T = t_1 + t_2 = 1/(l\,N) \text{ secondi,}$$

— per lo spostamento dell'immagine (moto verticale):

$$T = t_1 + t_2 = 1/N \text{ secondi,}$$

ove T è il periodo delle oscillazioni « a denti di sega », l il numero di linee d'analisi, N il numero di immagini al secondo.

Le tensioni periodicamente variabili « a denti di sega » si ottengono mediante speciali oscillatori del tipo « a rilassamento ».

Lo schema di fig. 8 rappresenta la forma più semplice di uno di questi oscillatori. Le oscillazioni elettriche di rilassamento, contrariamente a quelle di tipo elastico, dipendono essenzialmente da una costante di tempo (scarica di un condensatore su una resistenza). Il funzionamento di un oscillatore di questo tipo è fondato sulla differenza fra la tensione d'innesco e quella di disinnesco della sca-

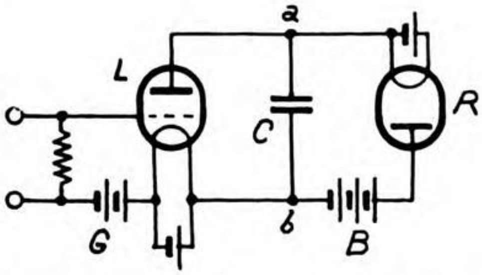


Fig. 8. — Circuito di principio di un oscillatore a rilassamento per la generazione di tensioni variabili « a denti di sega ».

rica, in un tubo a gas rarefatto. La batteria B carica il condensatore C attraverso la resistenza a corrente costante R (diodo in saturazione): durante la fase di carica si ha quindi agli estremi di C una tensione inferiore a quella della batteria e precisamente di tanto inferiore quanta è la caduta di tensione lungo la resistenza R percorsa dalla corrente di carica. Poichè la intensità della corrente di carica è costante, la tensione al condensatore varia linearmente col tempo, fin quando essa raggiunge un determinato valore (dipendente dalle caratteristiche del tubo L a gas rarefatto posto in parallelo col condensatore C), per il quale il condensatore si scarica bruscamente attraverso il tubo.

Le placche deviatrici di una delle coppie (P_1 - P_1' ovvero P_2 - P_2') del tubo catodico sono collegate agli estremi del condensatore C (punti a e b): nella fase di carica la tensione fra di esse cresce uniformemente, ed il punto luminoso si sposta con moto uniforme da un estremo all'altro dello schermo fluorescente, descrivendo una linea. Quando il condensatore si scarica attraverso il tubo L, il punto luminoso ritorna pressochè istantaneamente nella posizione iniziale.

L'esatta periodicità e la successione dei due movimenti ortogonali impressi al punto luminoso sono assicurate da speciali segnali

sincronizzanti (uno alla frequenza delle linee, l'altro alla frequenza delle immagini), che accompagnano l'emissione dei segnali di visione, inviati sulla griglia del tubo a gas dei due oscillatori a rilassamento ([5]).

Per ottenere la riproduzione dell'immagine occorre variare (modulare), col ritmo delle correnti fotoelettriche ricevute, l'intensità del punto luminoso, traccia del raggio catodico sullo schermo fluorescente. Il metodo più semplice per raggiungere questo scopo è quello di far variare il potenziale negativo, rispetto al filamento (catodo), dell'elettrodo concentratore di forma cilindrica.

Si è visto infatti che portando il cilindro concentratore ad un certo potenziale negativo rispetto al catodo, è possibile restringere, concentrare lungo l'asse del cilindro stesso il pennello di raggi catodici, in modo da permetterne il passaggio integrale attraverso al foro circolare esistente nell'anodo acceleratore. Se il potenziale negativo del cilindro non è sufficiente, il pennello catodico risulta tanto più divergente quanto minore è tale potenziale. Ne consegue che in queste condizioni solo una parte del pennello catodico può raggiungere lo schermo fluorescente attraverso il foro dell'anodo; la parte rimanente resta intercettata dalla superficie metallica dell'anodo tutt'intorno al foro. Il pennello catodico utile risultando così meno intenso, proporzionalmente minore sarà anche l'intensità del punto luminoso sullo schermo.

Variando quindi il potenziale negativo del cilindro concentratore è possibile variare l'intensità del punto luminoso: le variazioni di tensione necessarie per ottenere una modulazione luminosa del 50 % circa, sono dell'ordine di 10 volt. Entro limiti determinati, dipendenti dalla costruzione del tubo catodico, la variazione di intensità luminosa dell'area elementare, che risulta dalla presenza del punto luminoso sullo schermo fluorescente, è proporzionale alle variazioni di tensione del cilindro concentratore rispetto al filamento (catodo).

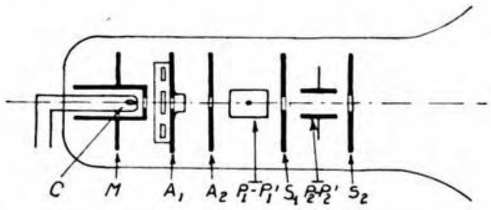
Un inconveniente, presentato da questo metodo di modulazione del pennello catodico, è dato dal fatto, che quando quest'ultimo è meno intenso è però più divergente, cosicchè il punto luminoso sullo schermo fluorescente si allarga, anzichè rimanere di area costante.

Questo grave difetto è stato completamente soppresso mediante l'adozione di due anodi tubolari (anzichè uno solo a superficie piana) opportunamente conformati e portati a tensioni di valore diverso rispetto al catodo (fig. 9 e 10): il primo anodo (più vicino al catodo) si trova ad una tensione minore di quella del secondo anodo (più

([5]) A stretto rigore, l'andamento della corrente di carica attraverso il diodo saturato in un oscillatore « a denti di sega », non è perfettamente rettilineo, a causa della non mai completa saturazione del diodo stesso.

Per questa ragione sono stati recentemente attuati generatori di oscillazioni « a denti di sega » basati sull'impiego di un dinatron in oscillazione forzata dagli impulsi sincronizzanti (forma d'onda distorta); questo è seguito da due tubi amplificatori, connessi in modo opportuno al condensatore il cui ciclo di carica-scarica viene utilizzato per la produzione delle tensioni utili « a denti di sega ».

lontano). Si viene così a costituire (per l'influsso dei campi elettrostatici dei due anodi sul pennello elettronico) un sistema elettro-ottico che fa convergere il fascetto elettronico in un'area ristrettissima sullo



C - catodo; M - elettrodo modulatore; A_1 - primo anodo; A_2 - secondo (Loewe).
C - catodo; M - elettrodo modulatore; A_1 - primo anodo; A_2 - secondo anodo; P_1-P_1' e P_2-P_2' - placche deviatrici; S_1 e S_2 - schermi limitatori.

schermo fluorescente, in modo analogo all'azione di un sistema di lenti su un fascetto di luce.

Nei tubi di questo tipo, la modulazione del fascetto elettronico viene ottenuta mediante uno speciale elettrodo (griglia) interposto

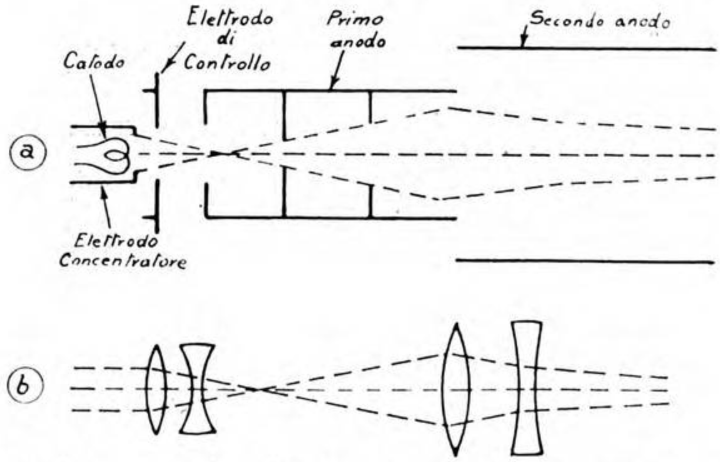


Fig. 10. — Disposizione degli elettrodi in un tubo catodico americano (*kinescope* R.C.A.).
a - posizione relativa degli elettrodi e percorso del pennello catodico; *b* - paragone ottico.

fra il catodo ed il primo anodo. Tali tubi sono inoltre privi d'ogni traccia di gas (vuoto molto spinto), ciò che assicura un funzionamento più regolare ed una vita molto più lunga rispetto ai tubi con gas; la durata media è di circa 600 ore di lavoro.

L'intensità massima di illuminazione, prodotta sullo schermo fluorescente dal punto mobile in un tubo catodico avente 3000 volt sul secondo anodo e 1000 volt circa sul primo anodo, è intorno a 600 lux.

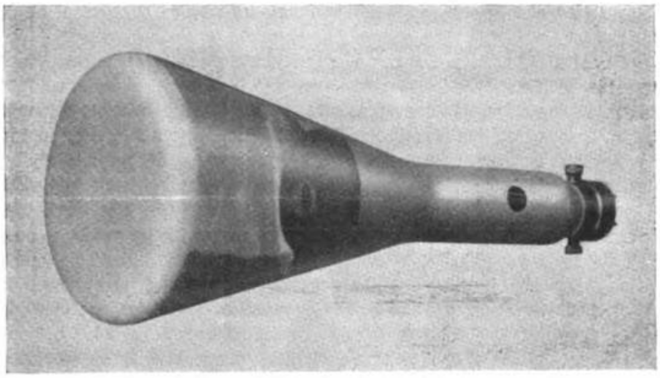


Fig. 11. — Tubo catodico per televisione (Loewe).

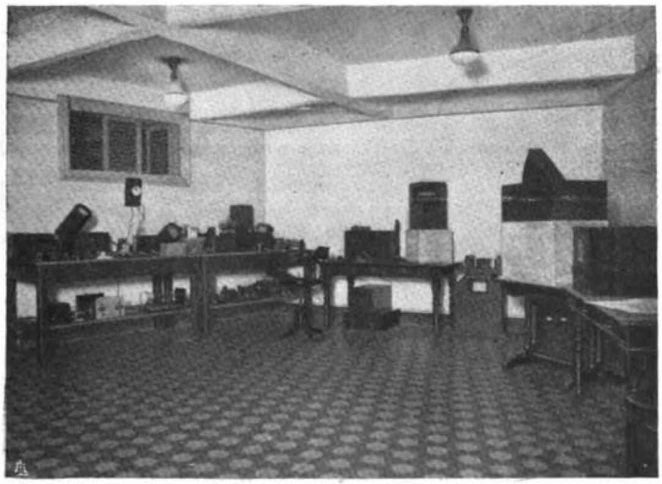


Fig. 12. — Una sala del Laboratorio Televisione dell'E.I.A.R. a Torino.

Notevoli progressi sono stati effettuati nella tecnica costruttiva del tubo catodico (fig. 11): si sono trovate speciali miscele di sostanze fluorescenti che conferiscono al punto luminoso sullo schermo una certa inerzia nello scomparire dopo essere stato abbandonato dal pennello catodico, e ciò allo scopo di diminuire il tremolìo del-

l'immagine; si è arrivati ad un diametro di 350 mm per lo schermo fluorescente, atto quindi a contenere un'immagine delle dimensioni di cm 20 × 24; si è accresciuta infine grandemente la sensibilità alla deviazione del pennello elettronico, portando ad agire le forze deviatrici elettrostatiche in una regione intermedia fra i due anodi, ove appunto l'accelerazione degli elettroni non ha ancora raggiunto il massimo valore.

Quest'ultima circostanza è particolarmente importante poichè permette di ottenere lo spostamento del punto luminoso sull'area analizzata (ricomposta) con tensione relativamente piccola, semplificando la costituzione degli oscillatori a rilassamento e consentendo di raggiungere grandi dimensioni di immagine. E' noto che, con l'aumentare della tensione anodica del tubo catodico, la luminosità del punto sullo schermo cresce, ma la sensibilità alla deviazione del pennello elettronico diminuisce: mentre infatti con tubi a bassa tensione anodica (300 ÷ 500 volt) si ha una sensibilità di spostamento del punto luminoso sullo schermo di circa 1 millimetro per ogni volt di tensione applicata fra le placche deviatrici, nei tubi ad alta tensione (2000 ÷ 3000 volt) tale sensibilità scende a 0,1 ÷ 0,2 millimetri per volt. Orbene, nei nuovi tubi per televisione, con 3000 volt al secondo anodo si ha ancora una sensibilità alla deviazione di 0,6 ÷ 0,8 millimetri per volt.

Torino, novembre 1933-XII.

Laboratorio Televisione dell'E. I. A. R.

BIBLIOGRAFIA

F. SCHRÖTER: Handbuch der Bildtelegraphie und des Fernsehens - J. Springer, Berlin, 1932.

M. VON ARDENNE: Die Kathodenstrahlröhre - J. Springer, Berlin, 1933.

F. MICHELSSEN e W. KLEEN: Die Intensitätssteuerung gaskonzentrierter Elektronenstrahlen durch elektrische Felder (Wehneltzylinder) - Telefunken Zeit., 1932, XIII (61), p. 35.

F. SCHRÖTER: Der Stand des Fernseh-Rundfunks bei Telefunken - Telefunken Zeit., 1933, XIV (64), p. 7.

SOPRA UNA DIMOSTRAZIONE PER LE FORMULE DEL CAMPO GENERATO DA UN'ANTENNA

DARIO GRAFFI

Si deduce dalla teoria di Maxwell, e senza far uso del concetto di dipolo, una dimostrazione delle formule che danno il campo elettromagnetico generato da un'antenna.
Si dimostra poi come facendo uso del sistema di unità m-kg-s-Ω *alcune di queste formule vengano espresse in unità molto comode per il calcolo pratico.*

1. — Si vuol dedurre dalla teoria di Maxwell, senza far uso del concetto di dipolo, una dimostrazione delle note formule, che danno il campo elettromagnetico generato da un'antenna radiotelegrafica a distanze non troppo grandi da essa, e mostrare poi come, facendo uso del sistema di unità m-kg-s-Ω, proposto dal prof. Giorgi, alcune delle formule sovra accennate vengano espresse in unità molto comode per il calcolo pratico.

Sono note le equazioni di Maxwell:

$$\text{rot}\,\mathbf{H} = \mathbf{c} \tag{1}$$

$$\text{rot}\,\mathbf{F} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \tag{2}$$

dove **F** e **H** sono rispettivamente il campo elettrico e magnetico, **c** la corrente totale di Maxwell, **B** l'induzione magnetica [1].

Si sa poi che la corrente totale **c** si compone della corrente di conduzione e della corrente di spostamento. Perciò la (1) può scriversi:

$$\text{rot}\,\mathbf{H} = \varepsilon \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial t} + \mathbf{u}, \tag{3}$$

dove con **u** si indica la densità della corrente di conduzione e con ε la costante dielettrica del mezzo. La **u** è nulla nell'aria, diversa dallo

[1] A rigore la **F** che compare in queste formule sarebbe il campo elettrico di origine elettromagnetica, cioè la parte di campo elettrico legata alle variazioni del campo magnetico; restando così escluso il campo originato per esempio da azioni chimiche. E' da notare tuttavia, che nella nostra questione si può ammettere che il campo di origine elettromagnetica coincida col campo totale. Si osservi che al secondo membro della (1) manca il fattore 4π in dipendenza del sistema di unità adottato.

zero nello spazio occupato dall'antenna, mentre l'espressione $\varepsilon\, \partial \mathbf{F}/\partial t$ è praticamente nulla nell'antenna, diversa dallo zero nell'aria.

Se si esclude la presenza di materiali ferromagnetici, si ha notoriamente $\mathbf{B} = \mu\, \mathbf{H}$, cosicchè la (2) diventa:

$$\text{rot}\, \mathbf{F} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}. \tag{4}$$

Finora si è implicitamente supposta l'antenna isolata in un mezzo dielettrico omogeneo. Se si volesse tener conto della presenza del suolo, basterebbe ammettere la consueta ipotesi della terra piana e perfettamente riflettente per ricondurre il problema, grazie all'artificio delle immagini, al caso già considerato.

Occorre pertanto risolvere le equazioni (3) e (4) nell'ipotesi che esse siano valide in tutto lo spazio e che $\mathbf{u}$ sia diverso da zero nello spazio V occupato dall'antenna.

Per semplificare il problema, senza allontanarsi dalle esigenze della pratica, ammettiamo che la $\mathbf{u}$ (o, meglio, ciascuna delle sue componenti) sia una funzione sinusoidale del tempo. Allora, raggiunte le condizioni di regime, potremo ammettere che anche le $\mathbf{F}$ e $\mathbf{H}$ siano funzioni sinusoidali del tempo. Occorre perciò trovare le soluzioni sinusoidali delle (3) e (4), che dovranno ovviamente essere nulle all'infinito [2].

2. — Per risolvere le equazioni (3) e (4) si ricorre ad un artificio, introducendo una nuova funzione $\mathbf{P}$ legata alla $\mathbf{F}$ dalla seguente relazione:

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\varepsilon}\, \text{grad div}\, \mathbf{P} - \mu \frac{\partial^2 \mathbf{P}}{\partial t^2}. \tag{5}$$

La (5) indica, che le tre componenti di $\mathbf{P}$ devono verificare complessivamente altrettante equazioni alle derivate parziali del 2° ordine, che si deducono dalla (5) eguagliando fra loro le componenti di ciascun membro. La teoria delle equazioni differenziali alle derivate parziali dimostra che un siffatto sistema lineare, nel quale il numero delle incognite è eguale al numero delle equazioni, ammette infinite soluzioni sinusoidali in t, così di $\mathbf{P}$, come di $\mathbf{F}$.

---

[2] Si potrebbe obiettare, che queste condizioni non determinano in modo univoco la soluzione del nostro problema. Per avere questa determinazione rigorosa basterebbe ammettere che l'aria avesse una certa (sia pure lievissima) conduttività. In questo caso si potrebbe infatti mostrare che le soluzioni sinusoidali delle (3) e (4) sono univocamente determinate dalle condizioni di convergenza all'infinito. Si potrebbe mostrare poi come la conduttività abbia scarsa influenza sulle formule che esprimono $\mathbf{F}$ e $\mathbf{H}$, almeno a non grandi distanze dall'antenna. Credo inutile insistere su tali questioni d'interesse soltanto matematico.

Mercè la (5) la (4) diviene:

$$-\mu \operatorname{rot} \frac{\partial}{\partial t}\left(\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial t}\right) = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}$$

(ricordando che rot grad $\Phi = 0$), ossia:

$$\frac{\partial}{\partial t}\left\{\mathbf{H} - \operatorname{rot} \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial t}\right\} = 0\,,$$

da cui:

$$\mathbf{H} = \operatorname{rot} \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial t}\,, \tag{6}$$

a meno di una funzione arbitraria del posto, che si annulla in conseguenza dell'ipotesi di espressione sinusoidale della **H**.

Sostituendo la (5) e la (6) nella (3) si ha:

$$\Delta' \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial t} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2}{\partial t^2}\left(\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial t}\right) = \mathbf{u} \tag{7}$$

ove Δ' è l'operatore di Laplace per i vettori, eguale a:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}.$$

Ora una soluzione della (7) è [3]:

$$\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial t} = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{u}\left(t - \frac{r}{c}\right)}{r}\, dV\,, \tag{8}$$

dove c rappresenta la velocità della luce nell'aria, uguale a $1/\sqrt{\varepsilon \mu}$, mentre r è la distanza del punto in cui si calcola $\partial \mathbf{P}/\partial t$, da un punto generico del volume V. Da questa formula si può, come si vedrà, risalire al valore di **P** e definire i campi **F** e **H**. Si osserverà tuttavia che, per la determinazione definitiva del campo, occorrerebbe conoscere la distribuzione della **u** nel volume occupato dall'antenna, la qual cosa è in generale incognita. Ma se, come di consueto, le due dimensioni trasversali dell'antenna sono trascurabili rispetto alla sua lunghezza l, e se l'antenna, oltre ad essere filiforme, è anche rettilinea [4], la espressione $\partial \mathbf{P}/\partial t$ rappresenta un vettore diretto paral-

---

[3] Per provare ciò basta, per esempio, ripetere il ragionamento esposto in: P. BURGATTI: Teoria matematica della elasticità - Zanichelli, Bologna, 1932, p. 350.

[4] In pratica ogni antenna ha forma rettilinea, od è composta di tratti di forma rettilinea. In questo ultimo caso, il campo dovuto alla antenna si può determinare sommando quelli dovuti alle singole parti rettilinee dell'antenna.

lelamente all'antenna secondo il verso positivo della i, la cui intensità vale :

$$\frac{\partial P}{\partial t} = \frac{1}{4\pi} \int_0^l \frac{i\left(t - \frac{r}{c}\right)}{r} dl \,, \tag{9}$$

essendo i l'intensità della corrente in una sezione generica dell'antenna ([5]). Ora, poichè si è supposta **u**, e quindi i, sinusoidale con pulsazione ω, si ha :

$$i\left(t - \frac{r}{c}\right) = I \cos \omega \left(t - \frac{r}{c}\right) ,$$

essendo I il valore massimo di i nella sezione considerata. (Si ammette che l'antenna vibri in regime di onde stazionarie, e che, di conseguenza, la corrente abbia la medesima fase in tutte le sezioni).

Allora dalla (9), integrando rispetto al tempo, si ha che **P** è un vettore diretto come l'antenna, la cui intensità è espressa ([6]) da :

$$P = \frac{1}{4\pi\omega} \int_0^l \frac{I \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{r}{c}\right)}{r} dl \,. \tag{10}$$

Utilizzando questa espressione nelle (5) e (6) è possibile calcolare i campi **F** e **H** generati dall'antenna, i quali resultano sinusoidali e nulli all'infinito.

Resta da far vedere la coincidenza fra i resultati ottenuti col nostro metodo, e quelli ottenuti col metodo del dipolo.

Limitandoci per semplicità al campo elettrico **F**, si ha subito dalla (5), supponendo la direzione dell'antenna, e quindi del vettore **P**, coincidente con l'asse z ([7]) di un sistema di coordinate cartesiane ortogonali :

$$F_x = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial^2 P}{\partial x \, \partial z} \quad , \quad F_y = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial^2 P}{\partial y \, \partial z} \quad , \quad F_z = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial^2 P}{\partial z^2} - \mu \frac{\partial^2 P}{\partial t^2} \quad ,$$

([5]) In altre parole $\partial \mathbf{P}/\partial t$ è un vettore con modulo uguale al secondo membro della (9) preso in valore assoluto, con la stessa direzione dell'antenna, e con verso coincidente con quello positivo della i se $\partial P/\partial t$ è positiva, contrario a questo se $\partial P/\partial t$ è negativa. Analoga osservazione vale per il vettore **P** calcolato più innanzi.

([6]) A rigore, per effetto dell'integrazione, al secondo membro della (10) si dovrebbe aggiungere un termine indipendente dal tempo. Questo termine si deve tuttavia porre uguale allo zero, altrimenti nella espressione del campo elettromagnetico interverrebbe anche un vettore indipendente dal tempo, il che è in contraddizione con l'ipotesi di **F** e **H** sinusoidali con pulsazione ω. Tutto ciò è, del resto, immediata conseguenza dell'ipotesi, che siano già state raggiunte le « condizioni di regime ».

([7]) Il verso positivo dell'asse z coincide con quello della i.

essendo F_x, F_y, F_z i valori delle componenti del campo **F** secondo gli assi. Si ha poi, ponendo $\alpha = \omega t - r/c$:

$$F_x = \frac{1}{4\pi\omega}\int_0^l \frac{I}{\varepsilon}\frac{\partial^2}{\partial x\,\partial z}\left(\frac{\text{sen}\,\alpha}{r}\right)dl\ ,$$

$$F_y = \frac{1}{4\pi\omega}\int_0^l \frac{I}{\varepsilon}\frac{\partial^2}{\partial y\,\partial z}\left(\frac{\text{sen}\,\alpha}{r}\right)dl\ ,$$

$$F_z = \frac{1}{4\pi\omega}\int_0^l \frac{I}{\varepsilon}\frac{\partial^2}{\partial z^2}\left(\frac{\text{sen}\,\alpha}{r}\right)dl - \frac{\mu}{4\pi\omega}\int_0^l \frac{I}{\omega}\frac{\partial^2}{\partial t^2}\left(\frac{\text{sen}\,\alpha}{r}\right)dl.$$

Calcoliamo ora F_x, F_y, F_z col metodo del dipolo. In questo caso ogni elemento dl di antenna ([8]) si può considerare come un dipolo. Allora, per note formule ([9]), il campo generato da un elemento di antenna ha le componenti $d\,F_x, d\,F_y, d\,F_z$ tali che:

$$d\,F_x = \frac{dl}{4\pi\omega}\,\frac{I}{\varepsilon}\,\frac{\partial^2}{\partial x\,\partial z}\left(\frac{\text{sen}\,\alpha}{r}\right),$$

$$d\,F_y = \frac{dl}{4\pi\omega}\,\frac{I}{\varepsilon}\,\frac{\partial^2}{\partial y\,\partial z}\left(\frac{\text{sen}\,\alpha}{r}\right)\ ,$$

$$d\,F_z = \frac{dl}{4\pi\omega}\,\frac{I}{\varepsilon}\,\frac{\partial^2}{\partial z^2}\left(\frac{\text{sen}\,\alpha}{r}\right) - \frac{\mu\,dl}{4\pi}\,\frac{I}{\omega}\,\frac{\partial^2}{\partial t^2}\left(\frac{\text{sen}\,\alpha}{r}\right).$$

Per avere i valori delle componenti del campo totale generato dall'antenna basta integrare queste espressioni, rispetto ad l. Si ottengono per F_x, F_y, F_z le medesime espressioni sopra riportate.

3. — Prendiamo ora in esame il caso particolare più semplice, per mostrare come le unità di misura prescelte conducano immediatamente a formule adatte per il calcolo numerico.

Si consideri un'antenna verticale, di altezza equivalente h piccola rispetto alla lunghezza d'onda λ, posta su un suolo perfettamente conduttore e percorsa alla base da un'intensità di corrente I_e. Si trova allora, partendo dalle formule proposte e ripetendo calcoli noti, che le intensità del campo elettrico e del campo magnetico in un punto

---

([8]) Vedi: U. RUELLE: Principi di radiotecnica - Hoepli, Milano, 1928, p. 26.

([9]) Vedi ancora: U. RUELLE, p. 17. Si noti che nelle formule del Ruelle manca il fattore $1/(4\pi)$ per la diversa scelta delle unità di misura, che in luogo di I/ω si ha nel Ruelle Q e che l'espressione $d\varphi$ vale $(I/\omega)\,dl$. Di più è ovviamente:

$$\frac{1}{\omega}\,\frac{\partial^2(\text{sen}\,\alpha)}{\partial t^2} = \frac{\partial(\cos\alpha)}{\partial t}\ .$$

distante di r dalla base dell'antenna valgono:

$$F = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \, \frac{I_e}{r} \left(\frac{h}{\lambda}\right) \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{r}{c}\right)$$

$$H = \frac{I_e}{r} \left(\frac{h}{\lambda}\right) \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{r}{c}\right)$$

essendo θ l'angolo compreso fra l'antenna e la retta congiungente la sua base con il punto in cui si calcola il campo. Con gli stessi metodi si trova per la resistenza d'irradiamento R l'espressione:

$$R = \frac{4}{3} \pi \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 .$$

Ora, nel sistema di unità adottato, h, λ, r resultano espressi in metri, F in volt/metro, H in ampere/metro, R in ohm, I in ampere. Si ha poi, sempre nel medesimo sistema, $\varepsilon = 10^{-9}/(9 \cdot 4 \pi)$, $\mu = 4 \pi \cdot 10^{-7}$, così che si ottiene:

$$F = 376{,}92 \, \frac{h}{\lambda} \, \frac{I_e}{r} \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{r}{c}\right) \text{ volt/metro}$$

$$H = \frac{h}{\lambda} \, \frac{I_e}{r} \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \omega \left(t - \frac{r}{c}\right) \text{ ampere/metro}$$

$$R = \sim 1600 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \text{ ohm} .$$

Si ottengono cioè le formule normali senza bisogno di laboriose riduzioni di unit .

DEFORMAZIONE DELLA MODULAZIONE DI AMPIEZZA IN CATENE DI CIRCUITI RISONANTI

GIOVANNI COCCI

L'insieme della portante e delle due bande laterali può rappresentare un segnale con pura modulazione di ampiezza solo se le due bande laterali hanno eguale ampiezza e determinate relazioni di fase tra loro e con la portante. La trasmissione attraverso ad una catena di circuiti oscillanti altera queste relazioni e trasforma la pura modulazione di ampiezza in una modulazione complessa di fase ed ampiezza. Sono qui studiati i parametri fondamentali del segnale deformato ed è data un'espressione approssimata dello sviluppo in serie di Fourier dell'inviluppo, dalla quale vengono dedotte alcune particolarità di funzionamento dei rivelatori lineari. E' quindi studiata la deformazione dei parametri di modulazione nella trasmissione attraverso ad una rete, con particolare riguardo al caso di catene di circuiti risonanti. I risultati ottenuti sono infine applicati ad alcuni casi pratici.

In questi ultimi anni sono stati fatti numerosi studi sulla modulazione parassita di fase (o frequenza) nei trasmettitori, ma in essi non è stato dato in generale sufficiente rilievo alla deformazione della modulazione nei ricevitori. L'effetto di questa deformazione è diverso a seconda del tipo di rivelatore impiegato. Lo studio dell'effetto di questa deformazione per rivelatori parabolici è stato già fatto molti anni fa (bibliografia *a*); per i rivelatori lineari sono state date solo indicazioni qualitative e vi è inoltre un brevetto abbastanza generico (bibliografia *b*). Scopo del presente articolo è una indagine quantitativa del fenomeno e la valutazione della sua importanza nei casi pratici con particolare riferimento all'uso di rivelatori lineari.

Per ogni caso particolare è possibile, date le caratteristiche del circuito e del segnale applicato, scrivere l'equazione della corrente del rivelatore ed ottenere così direttamente il risultato finale; si è qui preferito procedere per gradi e precisamente, dopo di avere definito un gruppo di parametri caratteristici che individuano completamente il segnale modulato, si sono studiate separatamente la variazione dei parametri durante la trasmissione del segnale attraverso ad una catena di circuiti lineari e la resa di un rivelatore con un segnale di date caratteristiche. In questo modo è più agevole individuare le singole cause di perturbazione e valutarne l'importanza, ed è inoltre possibile preparare tabelle e grafici che facilitano i calcoli numerici.

Nel § 1 si studieranno le particolarità di un segnale composto di una portante e di due bande laterali e si definirà un gruppo di parametri per la rappresentazione compatta del complesso; nel § 2 sarà data l'espressione approssimata dello sviluppo in serie di Fourier del-

l'inviluppo del segnale; nel § 3 sarà quindi esaminata la deformazione del segnale durante la trasmissione attraverso ad una catena di circuiti lineari con particolare riferimento al caso di un circuito risonante; ed infine nel § 4 si mostreranno alcune applicazioni a casi pratici dei risultati prima ottenuti.

1. - Studio del segnale modulato.

L'espressione completa del segnale con pura modulazione di ampiezza è:

$$Y = A\left[1 + m \operatorname{sen}(\omega_1 t + \varphi_1)\right] \operatorname{sen}(\omega_p t + \varphi), \tag{1}$$

dalla quale sviluppando si ottiene:

$$Y = \frac{A\,m}{2} \operatorname{sen}\left[(\omega_p + \omega_1)\,t + \left(\varphi + \varphi_1 - \frac{\pi}{2}\right)\right] + A \operatorname{sen}(\omega_p t + \varphi) + \frac{A\,m}{2} \operatorname{sen}\left[(\omega_p - \omega_1)\,t + \left(\varphi - \varphi_1 + \frac{\pi}{2}\right)\right]. \tag{2}$$

Se ora consideriamo l'espressione più generale di una portante con due bande laterali:

$$Y = A_a \operatorname{sen}\left[(\omega_p + \omega_1)\,t + \varphi_a\right] + A \operatorname{sen}(\omega_p t + \varphi) + A_b \operatorname{sen}\left[(\omega_p - \omega_1)\,t + \varphi_b\right], \tag{3}$$

vediamo che solo in casi particolari essa può rappresentare un'espressione del tipo [1]; per la [1] i parametri erano sei e precisamente tre per la portante (ampiezza, fase e frequenza) e tre per la modulazione (profondità, fase e frequenza); per la [3] invece i parametri sono otto e precisamente tre per la fondamentale (ampiezza, fase e frequenza) e cinque per le due bande laterali (due ampiezze, due fasi ed una frequenza differenziale). Perchè la [3] possa rappresentare un segnale con pura modulazione di ampiezza è necessario e sufficiente che siano soddisfatte due relazioni indipendenti tra gli otto parametri in modo da ricondurne il numero a sei; queste due relazioni si ottengono confrontando la [2] con la [3] e sono:

$$A_a = A_b = \frac{A\,m}{2} \quad , \quad \varphi_a + \varphi_b = 2\,\varphi\,; \tag{4}$$

le due bande laterali devono dunque avere eguale ampiezza e differenze di fase, rispetto alla portante, eguali ed opposte. Se queste due condizioni non sono soddisfatte, la [3] rappresenta ancora un segnale modulato, ma con modulazione complessa di fase e frequenza. Per definire questa modulazione sono necessari cinque parametri (gli altri tre definiscono la portante), ma il relativo gruppo, come definito dalla [3], $A_a, \varphi_a, A_b, \varphi_b, \omega_1$, non è il più conveniente per ricavare le caratteristiche essenziali del segnale.

Prima di definire nuovi parametri è opportuno ricordare un metodo grafico molto comodo per la rappresentazione dei fenomeni di

modulazione. Partendo dalla nota rappresentazione, con vettori rotanti, della portante e delle bande laterali, supponiamo di fare ruotare il piano di rappresentazione con velocità angolare ω_p intorno all'origine; il vettore che rappresenta la portante resta allora fisso mentre i due vettori che rappresentano le bande laterali ruotano con velocità angolari $+\omega_1$ e $-\omega_1$; per comodità di rappresentazione inoltre, con uno spostamento dell'origine dei tempi, si fa coincidere la portante con uno degli assi coordinati e le si assegna ampiezza unitaria, modificando corrispondentemente l'ampiezza delle bande laterali. Sommando i tre vettori si ottiene il vettore che rappresenta il valore istantaneo del segnale complesso e che con le sue relazioni di fase ed ampiezza con la portante dà la modulazione istantanea di fase ed ampiezza; l'estremità di questo vettore descrive sul piano di rappresentazione una figura complessa che può essere chiamata « figura di modulazione » e che con le sue equazioni parametriche in funzione del tempo fornisce tutti i dati sulla modulazione.

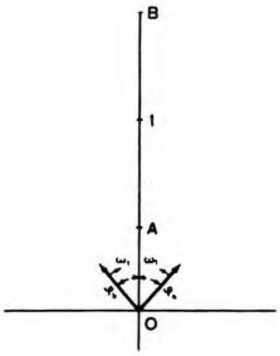


Fig. 1.
Rappresentazione della pura modulazione di ampiezza.

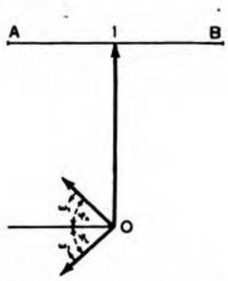


Fig. 2. — Rappresentazione della modulazione di fase (con due bande laterali).

La rappresentazione della pura modulazione di ampiezza è molto semplice (fig. 1): i due vettori delle bande laterali sono eguali ed egualmente spostati dalle due parti della portante e la figura di modulazione è il segmento $A B$ sovrapposto al vettore che rappresenta la portante; la profondità di modulazione è misurata dalla metà lunghezza di detto segmento e la fase dalla differenza di fase tra le bande laterali e la portante.

La pura modulazione di fase (o di frequenza) dà come figura di modulazione un arco di cerchio di raggio unitario e centro nell'origine, e non può essere ottenuta con due sole bande laterali; con due sole bande laterali può essere ottenuto un tipo di modulazione abbastanza simile e che si confonde con la pura modulazione di fase per profondità di modulazione molto piccole; questo si ha (fig. 2) quando la bisettrice dei due vettori relativi alle bande laterali è ortogonale alla portante. L'effetto principale è una modulazione di fase congiunta con

una modulazione di ampiezza molto piccola ed a frequenza doppia di quella principale di modulazione; questo tipo di modulazione sarà assimilato alla modulazione di fase nella trattazione che segue.

Tornando al caso generale, lo spostamento dell'origine dei tempi per la rappresentazione considerata è:

$$t' = t + \frac{\varphi}{\omega_p}; \tag{5}$$

la [3] diventa in tal caso:

$$Y = A_a \operatorname{sen}\left[(\omega_p + \omega_1)\, t' + \varphi'_a\right] + A \operatorname{sen} \omega_p\, t' + A_b \operatorname{sen}\left[(\omega_p - \omega_1)\, t' + \varphi'_b\right], \tag{6}$$

con:

$$\varphi'_a = \varphi_a - \varphi\left(1 + \frac{\omega_1}{\omega_p}\right), \quad \varphi'_b = \varphi_b - \varphi\left(1 - \frac{\omega_1}{\omega_p}\right). \tag{7}$$

Per definire la modulazione è stato conservato ω_1 e sono stati definiti i seguenti 4 nuovi parametri:

1) m = profondità di modulazione:

$$m = \frac{A_a + A_b}{A}, \tag{8}$$

2) d = dissimmetria:

$$d = \frac{A_a - A_b}{A}, \tag{9}$$

3) φ_m = fase di modulazione:

$$\varphi_m = \frac{\varphi'_a - \varphi'_b}{2}, \tag{10}$$

4) φ_d = sfasamento di modulazione:

$$\varphi_d = \frac{\varphi'_a + \varphi'_b}{2}. \tag{11}$$

L'espressione completa del segnale con i nuovi parametri e la nuova origine dei tempi è:

$$Y = A \left\{ \frac{m+d}{2} \operatorname{sen}\left[(\omega_p + \omega_1)\, t' + \varphi_m + \varphi_d\right] + \operatorname{sen} \omega_p\, t' + \frac{m-d}{2} \operatorname{sen}\left[(\omega_p - \omega_1)\, t' + \varphi_d - \varphi_m\right] \right\}, \tag{12}$$

e può essere messa sotto la forma:

$$[13] \quad Y = A\,m \operatorname{sen}\left[\omega_1 t' + \varphi_m + \frac{\pi}{2}\right] \operatorname{sen}\left[\omega_p t' + \varphi_d\right] +$$

$$+ A\,d \operatorname{sen}\left[\omega_1 t' + \varphi_m\right] \operatorname{sen}\left[\omega_p t' + \varphi_d + \frac{\pi}{2}\right] + A \operatorname{sen} \omega_p t'$$

che mette in rilievo il significato dei singoli termini. Si ha una parte $A\,m$ che può essere considerata come pura modulazione di ampiezza di una portante fittizia con fase φ_d, ed una parte $A\,d$ che può invece essere considerata anch'essa come una pura modulazione di ampiezza, ma di una portante in quadratura con la prima. In fig. 3 si ha la rappresentazione grafica del caso generale; si vede che graficamente φ_d è la differenza di fase tra la bisettrice delle bande laterali e la portante, e φ_m è la differenza di fase tra le bande laterali e la loro bisettrice nell'istante iniziale.

La pura modulazione di ampiezza corrisponde a $d = 0$, $\varphi = 0$; ed in questo caso m è la profondità di modulazione e φ_m la fase come ordinariamente definite. Per $d = 0$, $\varphi_d = \pi/2$ si ha la modulazione di fase prima considerata. Infine per $\pm\, d = m$ una delle

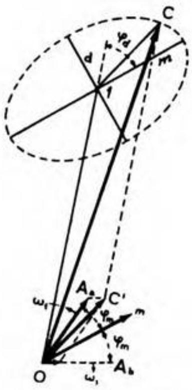


Fig. 3. — Caso generale: ellisse di modulazione.

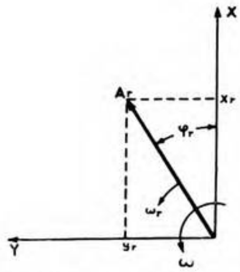


Fig. 4. — Proiezione di un vettore ruotante.

bande laterali scompare e si è nel caso di battimenti tra due onde sinusoidali. In questo caso φ_m e φ_d possono avere valori qualsiasi perchè, essendo nulla una delle due bande laterali, le si può assegnare fase qualsiasi; in generale conviene eguagliare a zero φ_d ed allora si ha $\varphi_m = \varphi'_a$, $\varphi_m = -\,\varphi'_b$ (nei due casi di A_a oppure A_b nulli).

Passiamo adesso alla figura di modulazione. Per un vettore ruotante che rappresenti la grandezza:

$$Y_r = A_r \operatorname{sen}\left[(\omega + \omega_r)\,t + \varphi_r\right],$$

le proiezioni su due assi coordinati x, y ruotanti nel piano con velocità angolare ω intorno all'origine del vettore stesso (coincidendo con esso l'asse x nell'istante $t = 0$, mentre l'asse y è spostato di 90° in avanti nel senso positivo di rotazione (fig. 4)) dànno:

$$y_r = A_r \operatorname{sen}\left[\omega_r t + \varphi_r\right] \quad , \quad x_r = A_r \cos\left[\omega_r t + \varphi_r\right].$$

Proiettando ora i tre vettori precedentemente considerati, partendo dalla [12] e prendendo come unitaria l'ampiezza della portante si ottiene:

$$[14] \quad \begin{cases} x = 1 + \cos\omega_1 t'\left[\dfrac{A_a}{A}\cos\varphi'_a + \dfrac{A_b}{A}\cos\varphi'_b\right] - \\ \qquad - \operatorname{sen}\omega_1 t'\left[\dfrac{A_a}{A}\operatorname{sen}\varphi'_a - \dfrac{A_b}{A}\operatorname{sen}\varphi'_b\right] \\ y = \cos\omega_1 t'\left[\dfrac{A_a}{A}\operatorname{sen}\varphi'_a + \dfrac{A_b}{A}\operatorname{sen}\varphi'_b\right] + \\ \qquad + \operatorname{sen}\omega_1 t'\left[\dfrac{A_a}{A}\cos\varphi'_a - \dfrac{A_b}{A}\cos\varphi'_b\right] \end{cases}$$

e con i nuovi parametri:

$$[15] \quad \begin{cases} x = 1 + m\cos\varphi_d\cos(\omega_1 t' + \varphi_m) - d\operatorname{sen}\varphi_d\operatorname{sen}(\omega_1 t' + \varphi_m) \\ y = m\operatorname{sen}\varphi_d\cos(\omega_1 t' + \varphi_m) + d\cos\varphi_d\operatorname{sen}(\omega_1 t' + \varphi_m). \end{cases}$$

Eliminando t' è facile verificare che la figura di modulazione è un'ellisse con centro nell'estremità del vettore unitario rappresentante la portante, m e d rispettivamente semiasse maggiore e minore e φ_d angolo tra il semiasse maggiore e il vettore della portante (fig. 3). L'angolo φ_m individua il punto dell'ellisse sul quale si trova il vettore risultante $O\,C$ nell'istante iniziale. E' interessante notare che $t'' = -\varphi_m/\omega_1$ corrisponde all'istante in cui i due vettori delle bande laterali si sovrappongono.

Partendo dall'ellisse di modulazione è abbastanza semplice ottenere l'ampiezza e la fase istantanea del segnale. Lo scopo cercato è trasformare la [3] in un'equazione del tipo:

$$Y = f(t)\operatorname{sen}\left[\omega_p t + \varphi(t)\right],$$

che è la forma di rappresentazione più comoda per un'onda complessa; inoltre applicando il segnale ad un rivelatore lineare perfetto si ottiene in uscita un segnale che è semplicemente rappresentato da $f(t)$ e quindi la trasformazione ora studiata permette di risolvere con grande facilità i problemi relativi alla rettificazione.

Partendo dall'ellisse di modulazione, poichè $f(t)$ è la lunghezza del segmento $O\,C$ e $\varphi(t)$ l'angolo $1\,O\,C$, dalle [15] si ha (fig. 3):

$$[16]\quad \begin{cases} \dfrac{f(t')}{A} = \sqrt{x^2+y^2} = \sqrt{1 + 2\,m\cos\varphi_d\cos(\omega_1 t' + \varphi_m) - 2\,d\,\text{sen}\,\varphi_d\,\text{sen}(\omega_1 t' + \varphi_m) + m^2\cos^2(\omega_1 t' + \varphi_m) + d^2\,\text{sen}^2(\omega_1 t' + \varphi_m)} \\ \text{tg}\,\varphi(t') = \dfrac{y}{x} = \dfrac{m\,\text{sen}\,\varphi_d\cos(\omega_1 t'+\varphi_m) + d\cos\varphi_d\,\text{sen}(\omega_1 t'+\varphi_m)}{1 + m\cos\varphi_d\cos(\omega_1 t'+\varphi_m) - d\,\text{sen}\,\varphi_d\,\text{sen}(\omega_1 t'+\varphi_m)}\,. \end{cases}$$

Per alcuni problemi può interessare la frequenza istantanea del segnale definita da:

$$\omega' = \omega_p + \frac{d\,\varphi(t')}{d\,t'}\,,$$

dalla quale, effettuando la derivazione, si ottiene:

$$[17]\quad \frac{d\,\varphi(t')}{d\,t'} = \frac{x\dfrac{d\,y}{d\,t'} - y\dfrac{d\,x}{d\,t'}}{x^2+y^2} = \frac{md - m\,\text{sen}\,\varphi_d\,\text{sen}(\omega_1 t' + \varphi_m) + d\cos\varphi_d\cos(\omega_1 t' + \varphi_m)}{\left[\dfrac{f(t')}{A}\right]^2}\,\omega_1\,.$$

Consideriamo adesso alcuni casi particolari: per la pura modulazione di ampiezza si ha:

$$d = 0\,,\quad f(t') = [1 + m\cos(\omega_1 t' + \varphi_m)]\,A\,,$$

$$\varphi_d = 0\,,\quad \text{tg}\,\varphi(t') = 0\,,\quad \omega' = \omega\,;$$

per la modulazione di fase prima considerata si ha:

$$d = 0\,,\quad f(t') = A\sqrt{1 + m^2\cos^2(\omega_1 t' + \varphi_m)}\,,$$

$$\varphi_d = \frac{\pi}{2}\,,\quad \text{tg}\,\varphi(t') = m\cos(\omega_1 t' + \varphi_m)\,,$$

$$\omega' = \omega_p - \frac{m\,\text{sen}(\omega_1 t' + \varphi_m)}{1 + m^2\cos^2(\omega_1 t'+\varphi_m)}\,\omega_1\,;$$

infine per il caso di battimenti tra due onde sinusoidali:

$$d = m\,,\quad f(t') = A\sqrt{1 + 2\,m\cos(\omega_1 t' + \varphi_m) + m^2}\,,$$

$$\varphi_d = 0\,,\quad \text{tg}\,\varphi(t') = \frac{m\,\text{sen}(\omega_1 t' + \varphi_m)}{1 + m\cos(\omega_1 t' + \varphi_m)}\,,$$

$$\omega' = \omega + m\,\omega_1\frac{m + \cos(\omega_1 t' + \varphi_m)}{1 + 2\,m\cos(\omega_1 t' + \varphi_m) + m^2}\,.$$

Restano ora da fornire alcuni ulteriori chiarimenti.

Nelle ultime formule compare sempre la quantità $(\omega_1 t' + \varphi_m)$: con uno spostamento dell'origine dei tempi, e precisamente ponendo $t''' = t' + (\varphi_m/\omega_1)$, si potrebbe fare scomparire φ_m; si è preferito qui non fare questo spostamento per non generare confusioni, avendone già fatto uno per eliminare φ.

Uno spostamento che faccia scomparire tutti e due gli angoli non è in generale possibile ed è poi bene conservare una netta distinzione tra i due angoli, essendo φ uno spostamento della portante misurato nel tempo dalla velocità ω, e φ_m uno spostamento della modulazione misurato nel tempo da ω_1. Nei paragrafi seguenti invece, interessando solo lo studio dell'inviluppo, si assumerà in generale $\varphi_m = 0$ sottointendendo che venga fatto il corrispondente spostamento dell'origine dei tempi.

Riassumendo, il gruppo di otto parametri necessario per individuare l'onda complessa è stato così scelto: tre per la portante (A, ω_p, φ) e cinque per la modulazione, di cui due (ω_1, φ_m) individuano la modulazione nel tempo e tre (m, d, φ_d) definiscono il tipo di modulazione. Per quanto riguarda questi ultimi, che sono le quantità essenziali per questo studio, le definizioni date li individuano in modo univoco; esaminiamone adesso il campo di variazione. La profondità di modulazione m può teoricamente variare tra 0 e $+\infty$ (essendo qui considerato il caso generale di tre segnali sinusoidali qualsiasi limitati solo come intervalli di frequenza); nei casi pratici si ha in generale m variabile tra 0 e + 1. La dissimmetria d è in valore assoluto inferiore o, al limite, eguale ad m (se una delle bande laterali si annulla) ed è positiva o negativa a seconda che è maggiore l'intensità della banda laterale superiore o di quella inferiore. In seguito spesso al posto di d verrà considerata la quantità d/m perchè più comoda; essa può variare solo tra -1 e $+1$.

Lo spostamento di fase può variare entro limiti indefiniti; ricordandone però il significato geometrico si vede che sostituire a φ_d un angolo $\varphi_d + K\pi$, essendo K un numero intero, non altera l'ellisse di modulazione e corrisponde semplicemente ad uno spostamento dell'asse dei tempi; potremo perciò limitarci ad esaminare una variazione di φ_d da $-\pi/2$ a $+\pi/2$.

Per quanto riguarda infine il senso di rotazione sull'ellisse di modulazione, esso è positivo (contrario alle lancette dell'orologio) o negativo conformemente al segno di d.

2. - Sviluppo in serie di Fourier dell'equazione dell'inviluppo.

L'equazione dell'inviluppo nel caso generale è:

$$f(t) = \sqrt{1 + m^2 \cos^2 \omega_1 t + d^2 \operatorname{sen}^2 \omega_1 t + 2\, m \cos \varphi_d \cos \omega_1 t - 2\, d \operatorname{sen} \varphi_d \operatorname{sen} \omega_1 t}\,. \qquad [18]$$

Se il rivelatore è parabolico il segnale di uscita è proporzionale a:

$$y = f^2(t) = 1 + m^2 \cos^2 \omega_1 t + d^2 \operatorname{sen}^2 \omega_1 t + 2\, m \cos \varphi_d \cos \omega_1 t - 2\, d \operatorname{sen} \varphi_d \operatorname{sen} \omega_1 t\,;$$

scindendo i termini quadratici si ottiene:

$$[19] \quad y = 1 + \frac{m^2 + d^2}{2} + \frac{m^2 - d^2}{2} \cos 2\,\omega_1 t + \\ + 2\,m \cos \varphi_d \cos \omega_1 t - 2\,d \operatorname{sen} \varphi_d \operatorname{sen} \omega_1 t \;;$$

si ha cioè una componente continua proporzionale a:

$$[20] \qquad 1 + \frac{m^2 + d^2}{2} = 1 + \frac{A_a + A_b}{A} \,.$$

una componente a frequenza di modulazione, proporzionale a:

$$[21] \qquad 2\sqrt{m^2 \cos^2 \varphi_d + d^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d} \,.$$

ed infine una componente a frequenza doppia, proporzionale a:

$$[22] \qquad \frac{m^2 - d^2}{2} = 2\,\frac{A_a\,A_b}{A^2} \,.$$

Un ultimo dato interessante è il rapporto tra la seconda armonica e la fondamentale, ottenuto dividendo la [22] per la [21], ed espresso da:

$$[23] \qquad \frac{m}{4} \cdot \frac{1 - \left(\dfrac{d}{m}\right)^2}{\sqrt{\cos^2 \varphi_d + \left(\dfrac{d}{m}\right)^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d}} \,.$$

Per l'ulteriore discussione di questi dati rimando agli articoli citati.
Nel caso di rivelatore lineare (che è quello che più ci interessa) il segnale in uscita è proporzionale all'inviluppo, cioè alla [18], purchè la costante di tempo dei circuiti relativi al rivelatore non sia abbastanza grande da portare una deformazione sensibile alla $f(t)$. Per lo studio del comportamento dei radioricevitori ha particolare importanza lo sviluppo in serie di Fourier dell'espressione dell'inviluppo. Il procedimento qui seguito consiste nello sviluppare il radícale con la formula del binomio e scomporre ed ordinare i termini risultanti. Arrestandosi nello sviluppo ai termini di quarto grado in d ed m si ottiene:

$$[24] \quad f(t) = 1 + \frac{1}{4}\left(m^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d + d^2 \cos^2 \varphi_d\right) + \\ + \frac{3}{64}\Big\{ m^4 \operatorname{sen}^2 \varphi_d \left(5 \cos^2 \varphi_d - 1\right) + d^4 \cos^2 \varphi_d \left(5 \operatorname{sen}^2 \varphi_d - 1\right) + \\ + m^2 d^2 \left(\frac{4}{3} - 10 \operatorname{sen}^2 \varphi_d \cos^2 \varphi_d\right)\Big\} -$$

$$- \operatorname{sen} \omega_1 t \quad d \operatorname{sen} \varphi_d \left[1 + \frac{m^2}{4} - \frac{3}{8} (m^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d + d^2 \cos^2 \varphi_d) \right] +$$

$$+ \cos \omega_1 t \quad m \cos \varphi_d \left[1 + \frac{d^2}{4} - \frac{3}{8} (m^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d + d^2 \cos^2 \varphi_d) \right] -$$

$$- \operatorname{sen} 2 \omega_1 t \frac{m\, d \operatorname{sen} \varphi_d \cos \varphi_d}{2} \left[-1 + \frac{m^2}{4} (3 - 5 \cos^2 \varphi_d) + \right.$$

$$\left. + \frac{d^2}{4} (3 - 5 \operatorname{sen}^2 \varphi_d) \right] + \cos 2 \omega_1 t \left[\frac{m^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d - d^2 \cos^2 \varphi_d}{4} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{16} \left\{ m^4 \operatorname{sen}^2 \varphi_d (5 \cos^2 \varphi_d - 1) - d^4 \cos^2 \varphi_d (5 \operatorname{sen}^2 \varphi_d - 1) \right\} \right] -$$

$$- \operatorname{sen} 3 \omega_1 t \frac{d \operatorname{sen} \varphi_d}{8} \left[d^2 \cos^2 \varphi_d - m^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d + 2 m^2 \cos^2 \varphi_d \right] +$$

$$+ \cos 3 \omega_1 t \frac{m \cos \varphi_d}{8} \left[d^2 \cos^2 \varphi_d - m^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d - 2 d^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d \right] -$$

$$- \operatorname{sen} 4 \omega_1 t \frac{m\, d \operatorname{sen} \varphi_d \cos \varphi_d}{16} \left[m^2 (3 - 5 \cos^2 \varphi_d) - \right.$$

$$\left. - d^2 (3 - 5 \operatorname{sen}^2 \varphi_d) \right] + \cos 4 \omega_1 t \frac{1}{64} \left[m^4 \operatorname{sen}^2 \varphi_d (5 \cos^2 \varphi_d - 1) + \right.$$

$$\left. + d^4 \cos^2 \varphi_d (5 \operatorname{sen}^2 \varphi_d - 1) - m^2 d^2 (4 - 30 \operatorname{sen}^2 \varphi_d \cos^2 \varphi_d) \right].$$

E' necessario ora valutare l'errore commesso arrestandosi ai termini di quarto grado. Il problema è stato già discusso per il caso semplice di $m = d$ (battimenti tra due onde sinusoidali). F. E. Terman (bibliografia *c*) ha ricavato lo sviluppo in serie di Fourier dell'inviluppo con il procedimento qui seguito; successivamente F. M. Colebrook (bibliografia *d*) ha rilevato la lenta convergenza della serie per m prossimo a 1, ed ha esposto un nuovo metodo dovuto a Vigoureux per lo sviluppo in termini di coefficienti di Legendre; la serie così ottenuta è identica a quella riportata sopra ed il metodo è conveniente solo in quanto permette più facilmente l'identificazione di una formula generale di genesi dei singoli coefficienti. Nel caso generale qui considerato l'applicazione del metodo di Vigoureux si presentava abbastanza difficile data la complessità dei singoli termini; d'altra parte l'interesse di questi calcoli è piuttosto qualitativo che non quantitativo data la difficoltà di misurare in pratica le quantità che interessano e non è stato allora ritenuto necessario intraprendere il calcolo seguendo tali linee, chè se in qualche caso particolare si richiede maggiore precisione, è più conveniente ricorrere a metodi grafici di analisi.

Per quanto riguarda l'errore commesso arrestandosi a termini di quarto grado, si può notare che il caso di $m = d$ è un po' un caso

estremo, poichè, essendo sempre $d \leq m$, ponendo $d = m$, d è massimo; è stata perciò riportata in appendice, accanto alle tabelle calcolate con la [24], la tabella calcolata da Colebrook e dal confronto si ricava che per m inferiore a 0,7 l'errore è inferiore a qualche per cento, quindi trascurabile in pratica.

Ritornando alla formula [24], nel caso della modulazione di fase prima considerata ($d = 0$, sen $\varphi_d = 1$) si ha:

$$[25] \quad f(t) = \left[1 + \frac{m^2}{4} - \frac{3}{64} m^4\right] + \cos 2\,\omega_1 t \; \frac{m^2}{4}\left(1 - \frac{m^2}{4}\right) - \cos 4\,\omega_1 t \; \frac{m^4}{64};$$

per il caso di battimenti tra due onde sinusoidali ($m = d$, sen $\varphi_d = 0$):

$$[26] \quad f(t) = \left[1 + \frac{m^2}{4} + \frac{m^4}{64}\right] + \cos \omega_1 t \; m\left(1 - \frac{m^2}{8}\right) + \cos 2\,\omega_1 t \; \frac{m^2}{4}\left(-1 + \frac{m^2}{4}\right) + \cos 3\,\omega_1 t \; \frac{m^3}{8} - \cos 4\,\omega_1 t \; \frac{5\,m^4}{64}.$$

In questo caso la serie pubblicata da Colebrook (bibliografia d) è:

$$[27] \quad f(t) = a_0 + a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos 2\,\omega_1 t + a_3 \cos 3\,\omega_1 t + \ldots$$

con:

$$[28] \quad \begin{cases} a_0 = 1 + \dfrac{m^2}{4} + \dfrac{m^4}{64} + \dfrac{m^6}{256} + \ldots + \left[\dfrac{1 \cdot 3 \cdot 5 \ldots (2\,r-3)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \ldots (2\,r)}\right]^2 m^{2r} + \ldots \\ a_n = 2\,(-1)^n\, m^n \, \dfrac{1 \cdot 3 \cdot 5 \ldots (2\,n-1)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \ldots (2\,n)} \times \\ \times \left[\dfrac{-1}{2\,n-1} + \dfrac{1}{2} \, \dfrac{m^2}{2\,n+2} + \ldots + \right. \\ \left. + \dfrac{1 \cdot 3 \cdot 5 \ldots (2\,r-3)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \ldots (2\,r)} \, \dfrac{(2\,n+1)\,(2\,n+3) \ldots (2\,n+2\,r-3)}{(2\,n+2)\,(2\,n+4) \ldots (2\,n+2\,r)} \cdot m^{2r} + \ldots\right]. \end{cases}$$

Nel caso generale però la [24] è troppo complessa per una discussione diretta; sono stati invece compilati tabelle e grafici. Le tabelle sono riportate in appendice; esse sono state compilate per valori costanti di m e del rapporto d/m: precisamente per quattro valori di m (0,3; 0,5; 0,7; 1,0) e per quattro valori del rapporto d/m (0,00; 0,25; 0,50; 0,75), e ciascuna per valori di φ_d compresi tra 0° e 90°; vi sono inoltre una tabella per $m = d$, senza φ_d che in tale caso può essere eguagliato a 0, e la corrispondente tabella calcolata da Colebrook. Indicando con:

$$[29] \quad f(t) = y_0 + y'_1 \cos \omega_1 t - y_1 \operatorname{sen} \omega_1 t + y_2' \cos 2\,\omega_1 t - y_2 \operatorname{sen} 2\,\omega_1 t + y'_3 \cos 3\,\omega_1 t - y_3 \operatorname{sen} 3\,\omega_1 t + y'_4 \cos 4\,\omega_1 t - y_4 \operatorname{sen} 4\,\omega_1 t$$

lo sviluppo in serie, in ogni tabella oltre ai coefficienti dei singoli termini della serie sono state calcolate le seguenti espressioni:

$Y_1 = \sqrt{y^2_1 + y'^2_1}$ ampiezza della fondamentale.

$Y_2 = \sqrt{y^2_2 + y'^2_2}$ ampiezza della seconda armonica.

$Y_a = \sqrt{Y^2_1 + Y^2_2 + y^2_3 + y'^2_3 + y^2_4 + y'^2_4}$ ampiezza totale equivalente delle componenti alternative (1).

$K_1 = Y_1/m$

$K_a = Y_a/m$

$D\,\% = 100\dfrac{\sqrt{Y^2_2 + y^2_3 + y'^2_3 + y^2_4 + y'^2_4}}{Y_a}$ percentuale di armoniche.

Le quantità K_1 e K_a sono importanti per la rapida determinazione del funzionamento dei rivelatori lineari. Se ad un rivelatore lineare viene applicato un segnale con ampiezza della portante A e con parametri di modulazione m, d, φ_d, e se la costante di tempo del rivelatore è abbastanza piccola rispetto al periodo di modulazione, la componente a frequenza di modulazione in uscita è data da:

$$K_d\, K_1\, A\, m\,, \tag{30}$$

e l'ampiezza totale della bassa frequenza da:

$$K_d\, K_a\, A\, m\,, \tag{31}$$

nelle quali formule K_d è un coefficiente che esprime il rendimento del rivelatore.

Nelle fig. 5,..., 10 sono riportati i grafici per la determinazione delle due quantità più importanti per questo studio, D e K_a, tracciati per tre valori di m (0,3; 0,5; 0,7); per $m = 1$ è stato ritenuto inutile tracciare il grafico dato il sensibile errore della serie. In ciascun grafico sulle ascisse si sono riportati i valori di φ_d e sulle ordinate quelli di d/m; il sistema di curve individua i valori di D e K_a per le diverse coppie di valori di φ_d e di d/m. Tanto le tabelle quanto i grafici sono limitati al caso di d e φ_d positivi; dalla [24] si vede che cambiando il segno di φ_d o di d cambia soltanto segno qualche coefficiente della serie di Fourier mentre le quantità derivate restano inalterate e quindi le necessarie correzioni sono immediate. Tabelle e grafici coprono un campo di m compresi tra 0,3 ed 1,0 e le interpolazioni sono relativamente semplici. Per m inferiore a 0,3 può essere fatta un'analisi diretta considerando nella [24] solo i termini sino al secondo grado; l'ampiezza del termine costante risulta:

$$y_0 = 1 + \frac{1}{4}\,(m^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d + d^2 \cos^2 \varphi_d)\,. \tag{32}$$

(1) Ampiezza dell'onda sinusoidale che abbia il medesimo valore efficace dell'onda complessa considerata.

quella della fondamentale :

$$Y_1 = \sqrt{m^2 \cos^2 \varphi_d + d^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d} \,, \tag{33}$$

quella della seconda armonica :

$$Y_2 = \frac{1}{4} (m^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d + d^2 \cos^2 \varphi_d) \,, \tag{34}$$

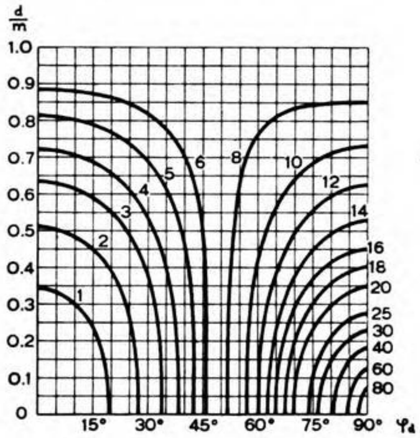


Fig. 5. — Percentuale di armoniche D per $m = 0{,}3$.

ed infine il rapporto tra seconda armonica e fondamentale, che in questo caso si confonde con D, è :

$$\frac{m}{4} \frac{\operatorname{sen}^2 \varphi_d + \left(\frac{d}{m}\right)^2 \cos^2 \varphi_d}{\sqrt{\cos^2 \varphi_d + \left(\frac{d}{m}\right)^2 \operatorname{sen}^2 \varphi_d}} \,. \tag{35}$$

E' interessante confrontare queste espressioni con le corrispondenti ottenute per il rivelatore quadratico [20, 21, 22]; per la fondamentale esse sono molto simili, essendovi solo in più il fattore 2 nel caso del rivelatore quadratico; sono invece diverse quelle della componente costante e della seconda armonica; è inoltre interessante osservare come quest'ultima sia uguale, per il rivelatore lineare, all'aumento della componente costante causato dalla modulazione; con ambedue i rivelatori infine, entro i limiti di validità delle espressioni, per un determinato tipo di modulazione del segnale (φ_d e d/m costanti), la percentuale di armoniche è semplicemente proporzionale a m.

Basandosi sulle formule date, la determinazione delle varie quan-

tità partendo dalle tabelle e dai grafici per $m = 0{,}3$ (per cui queste formule sono ancora valide) è immediata, essendo esse costanti o pro-

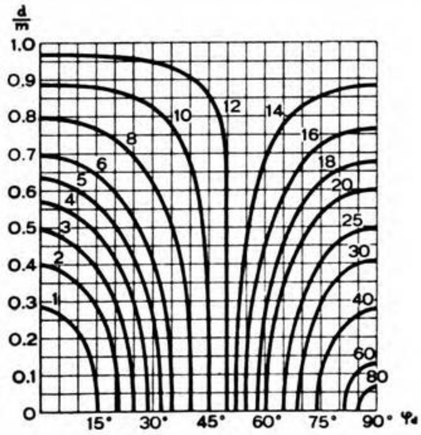


Fig. 6. — Percentuale di armoniche D per $m = 0{,}5$.

porzionali ad m; in particolare D è proporzionale ad m, e K_a costante (salvo per i casi in cui la seconda armonica diventa comparabile con la fondamentale).

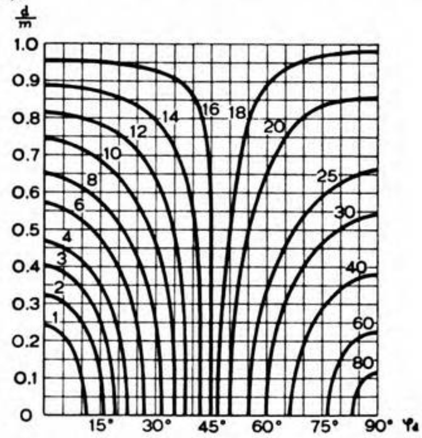


Fig. 7. — Percentuale di armoniche D per $m = 0{,}7$.

Un caso importante in pratica, ma non trattabile con le formule date, è quello della sovramodulazione: per m superiore ad 1 anche nel caso della pura modulazione di ampiezza si ha forte distorsione, perchè per il radicale della [18], che in questo caso ha un punto di 0, bisogna prendere sempre il segno $+$. Nei casi pratici si ha spesso aumento

della percentuale di modulazione e quindi, con segnali in origine profondamente modulati, sovramodulazione; in mancanza però di un metodo comodo di trattazione ci si limita qui a ricordare il fenomeno.

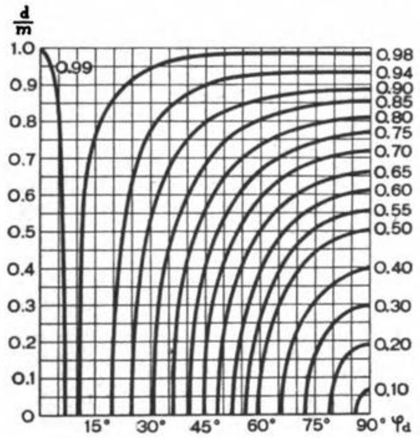


Fig. 8. — Resa a frequenza acustica K_a per $m = 0{,}3$.

Le tabelle ed i grafici riportati troveranno la loro applicazione nei paragrafi seguenti; tuttavia sin da ora si possono fare alcune importanti deduzioni sul comportamento dei rivelatori ideali.

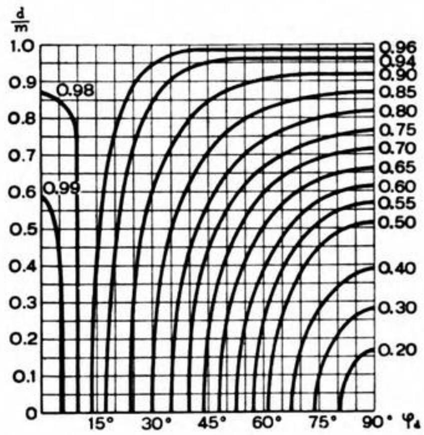


Fig. 9. — Resa a frequenza acustica K_a per $m = 0{,}5$.

A parte un coefficiente di rendimento del rivelatore, l'intensità totale di uscita a frequenza acustica è data da:

$$I_{ac} = K_a A m ;$$

ora, esaminando le tabelle ed i grafici, si vede che salvo casi molto sfavorevoli di φ_d grande (che come vedremo difficilmente si verificano) il coefficiente K_a ha sempre un valore abbastanza prossimo ad 1; allora in prima approssimazione si può porre $K_a = 1$ e scrivere:

[36] $$I_{ac} \cong A\, m \ ,$$

e ricordando il significato dei simboli:

[37] $$I_{ac} \cong A_a + A_b \ ;$$

cioè, a meno di un coefficiente di correzione in generale prossimo all'unità, la resa a frequenza acustica di un rivelatore lineare risulta pro-

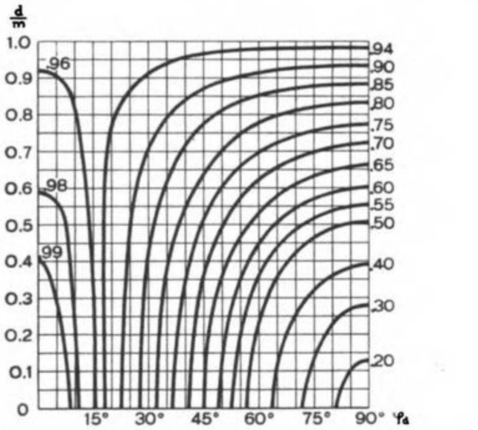


Fig. 10. — Resa a frequenza acustica K_a per $m = 0{,}7$.

porzionale alla somma delle ampiezze delle due bande laterali ed è indipendente da quella della portante; questo naturalmente per $m < 1$. Nel caso di battimenti tra due segnali sinusoidali, il più grande prende il posto della portante ed in prima approssimazione l'intensità acustica resa può essere considerata proporzionale solo al più piccolo dei due.

Un'applicazione importante si ha nel caso in cui si analizza con un circuito molto selettivo un segnale modulato con frequenza relativamente elevata. Indicando con A l'ampiezza e con m la profondità di modulazione del segnale analizzato, considerando uguale ad 1 l'ordinata massima della curva di risonanza del circuito e chiamando a l'ordinata corrispondente ad una frequenza che differisce di $\pm\omega_1$ da quella di risonanza (fig. 11), le tre componenti della corrente nel circuito alle frequenze $\omega_0 - \omega_1, \omega_0, \omega_0 + \omega_1$ sono proporzionali a:

$$A_a\, a = A \frac{m}{2} a \quad , \quad A \quad , \quad A_b\, a = A \frac{m}{2} a$$

quando il circuito è sintonizzato sulla portante, ed invece a:

$$A_a = A \frac{m}{2} \quad , \quad A_a \,, \qquad \text{(trascurabile)}$$

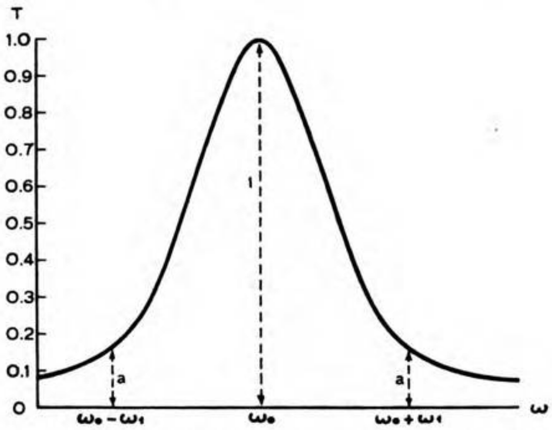


Fig. 11. — Curva di risonanza di un circuito selettivo.

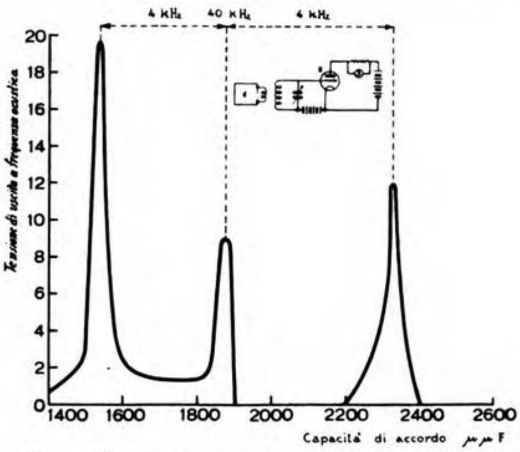


Fig. 12. — Comportamento di un circuito molto selettivo con segnali modulati.
1 - generatore a 40 kHz modulato con 4 kHz; 2 - triodo rivelatore; 3 - voltmetro elettronico per frequenze acustiche.

quando il circuito è sintonizzato su una delle bande laterali. La resa a frequenza acustica è allora nel primo caso $I_{ac} \cong A\, m\, a$ e nel secondo $I_{ac} \cong A_a$ (per a piccolo rispetto ad $m/2$); si ha quindi il risultato in

apparenza paradossale che la resa acustica è $1/m$ volte maggiore sintonizzando il circuito sulle bande laterali che non sulla portante. Il fenomeno è stato verificato sperimentalmente da F. M. Colebrook (bibliografia *e*) ed in fig. 12 è riportato uno dei risultati di tali esperienze. La dissimmetria della curva è dovuta principalmente all'elevato valore della frequenza di modulazione rispetto alla frequenza della portante; ad ogni modo è evidente la maggiore resa acustica in corrispondenza delle bande laterali.

3. - Deformazione della modulazione durante la trasmissione attraverso a reti.

Supponiamo di avere una rete con caratteristiche di trasmissione note e di applicare ad essa un segnale con assegnati parametri di modulazione; il primo problema è determinare le caratteristiche di modulazione del segnale trasmesso. Sia il segnale applicato in forma simbolica:

$$A_a e^{i\varphi_a} \, , \; A e^{i\varphi} \, , \; A_b e^{i\varphi_b} \; ; \tag{38}$$

e nella stessa notazione indichiamo le caratteristiche di trasmissione della rete (rapporti tra la tensione di uscita e la tensione di entrata) in corrispondenza delle tre frequenze con:

$$T_a e^{i\varphi_{ta}} \, , \; T e^{i\varphi_t} \, , \; T_b e^{i\varphi_{tb}} \; ; \tag{39}$$

l'espressione del segnale in uscita risulta:

$$A_a T_a e^{i(\varphi_a + \varphi_{ta})} \, , \; A T e^{i(\varphi + \varphi_t)} \, , \; A_b T_b e^{i(\varphi_b + \varphi_{tb})}. \tag{40}$$

E' opportuno adesso, al posto dei sei parametri che individuano le caratteristiche di trasmissione della rete, introdurne altri sei che meglio si prestino per calcolare le deformazioni subite dalle caratteristiche di modulazione prima definite (m, d, φ_m, φ_d). Indicando con:

$$A \, , \, m \, , \, d \, , \, \varphi \, , \, \varphi_m \, , \, \varphi_d \, , \, \omega \, , \, \omega_1 \tag{41}$$

i parametri del segnale in entrata e con:

$$A' , \, m' , \, d' , \, \varphi' , \, \varphi_m' , \, \varphi_d' , \, \omega \, , \, \omega_1 \tag{42}$$

quelli del segnale trasmesso, e ponendo:

$$\begin{cases} m_t = \dfrac{T_a + T_b}{T} \, , & \varphi_{tm} = \dfrac{\varphi_{ta} - \varphi_{tb}}{2} \, , \\ d_t = \dfrac{T_a - T_b}{T} \, , & \varphi_{td} = \dfrac{\varphi_{ta} + \varphi_{tb}}{2} - \varphi_t \, , \end{cases} \tag{43}$$

si ottiene:

$$\begin{cases} A' = A\,T \, , & d' = \dfrac{m\,d_t + d\,m_t}{2} \, , & \varphi'_m = \varphi_m + \varphi_{tm} \\ m' = \dfrac{m\,m_t + d\,d_t}{2} \, , & \varphi' = \varphi + \varphi_t \, , & \varphi'_d = \varphi_d + \varphi_{td}. \end{cases} \tag{44}$$

Le relazioni relative ad m' e d' sono un poco scomode, specialmente quando si deve esaminare l'effetto di più reti in serie; è vantaggioso per questi calcoli definire al posto di m e d i nuovi parametri:

$$[45] \quad A_m = \frac{\sqrt{A_a A_b}}{A} = \frac{\sqrt{m^2 - d^2}}{2} \quad , \quad A_d = \sqrt{\frac{A_a}{A_b}} = \sqrt{\frac{m+d}{m-d}} \; ,$$

con le relazioni inverse:

$$[46] \quad m = A_m \left(A_d + \frac{1}{A_d} \right) \quad , \quad d = A_m \left(A_d - \frac{1}{A_d} \right) , \quad \frac{d}{m} = \frac{A_d^2 - 1}{A_d^2 + 1} .$$

Si passa allora dal segnale applicato, con parametri:

$$[47] \qquad A \, , \; A_m \, , \; A_d \, , \; \varphi \, , \; \varphi_m \, , \; \varphi_d \, , \; \omega \, , \; \omega_1 \, ,$$

al segnale in uscita, con parametri:

$$[48] \qquad A', \; A'_m, \; A'_d, \; \varphi', \; \varphi'_m, \; \varphi'_d, \; \omega', \; \omega_1',$$

attraverso le seguenti relazioni:

$$[49] \quad \left\{ \begin{array}{lll} A' = A \, T & , \quad A'_m = A_m T_m & , \quad \varphi'_m = \varphi_m + \varphi_{tm} \, , \\ \varphi' = \varphi + \varphi_t & , \quad A'_d = A_d \, T_d & , \quad \varphi'_d = \varphi_d + \varphi_{td} \, , \end{array} \right.$$

ed i parametri di trasmissione risultano:

$$[50] \quad \left\{ \begin{array}{lll} T & , \quad T_d = \sqrt{\dfrac{T_a}{T_b}} & , \quad \varphi_{tm} = \dfrac{\varphi_{ta} - \varphi_{tb}}{2} \\ T_m = \dfrac{\sqrt{T_a T_b}}{T} & , \quad \varphi_t & , \quad \varphi_{td} = \dfrac{\varphi_{ta} + \varphi_{tb}}{2} - \varphi_t \, . \end{array} \right.$$

Si sarebbero potuti per semplicità adoperare durante tutta la trattazione i parametri A_m e A_d al posto di m e d; si è però preferito conservare anche questi per lo studio della modulazione, data la loro importanza geometrica e fisica e le complicazioni a cui danno origine A_m e A_d nel caso di una sola banda laterale.

Delle caratteristiche di trasmissione quelle che interessano la modulazione sono T_m, T_d, φ_{tm}, φ_{td}; è interessante notare che esse sono contemporaneamente funzione di ω e di ω_1, cioè:

$$T_m = f_1(\omega, \omega_1) \quad , \quad T_d = f_2(\omega, \omega_1) \quad , \quad \varphi_{tm} = f_3(\omega, \omega_1) \quad , \quad \varphi_{td} = f_4(\omega, \omega_1) \, .$$

La condizione perchè si conservi inalterato il tipo di modulazione è:

$$[51] \qquad T_m = T_d = 1 \qquad , \qquad \varphi_{td} = 0 \, .$$

La condizione invece perchè non si modifichi altro che la profondità di modulazione è:

$$[52] \qquad T_d = 1 \qquad , \qquad \varphi_{td} = 0 \, .$$

e questa è anche sufficiente perchè, applicando al circuito trasmettitore un segnale con pura modulazione di ampiezza, si raccolga in uscita un segnale ancora con sola modulazione di ampiezza. Questa condizione è difficilmente soddisfatta da reti contenenti reattanze: solo in casi particolari e sempre con una certa approssimazione è possibile avere reti selettive che non deformino la modulazione di ampiezza.

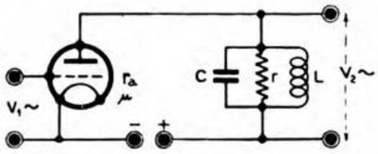


Fig. 13. — Schema di stadio amplificatore a risonanza.

Esaminiamo adesso la trasmissione attraverso ad un circuito oscillatorio; per riferirci ad un caso concreto consideriamo uno stadio di amplificazione a risonanza rappresentato in fig. 13. Applicando in entrata una tensione sinusoidale di frequenza $\omega/(2\pi)$ si ha:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\mu}{r_a} \frac{1}{\left(\frac{1}{r_a} + \frac{1}{r}\right) + i\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)};$$

ponendo ora:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \omega_d = \frac{1}{2\,C\,r_1}, \quad r_1 = \frac{r_a\,r}{r_a + r},$$

si ottiene:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\mu}{r_a} \frac{r_1}{1 + i\frac{\omega}{2\,\omega_d}\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)}.$$

Il solo termine che contiene ω è:

$$i\frac{\omega}{2\,\omega_d}\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right),$$

che, ponendo $\omega' = \omega - \omega_0$, diventa:

$$\frac{i\,\omega}{2\,\omega_d}\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) = \frac{i\,(\omega^2 - \omega_0^2)}{2\,\omega\,\omega_d} = i\,\frac{\omega'}{\omega_d}\,\frac{1 + \omega'/(2\,\omega_0)}{1 + \omega'/\omega_0},$$

e sviluppando in serie:

$$\frac{i\,\omega'}{\omega_d}\,\frac{1 + \omega'/(2\omega_0)}{1 + \omega'/\omega_0} = i\frac{\omega'}{\omega_d}\left[1 + \frac{1}{2}\left(-\frac{\omega'}{\omega_0} + \frac{\omega'^2}{\omega_0^2} - \frac{\omega'^3}{\omega_0^3} + \frac{\omega'^4}{\omega_0^4} - \ldots\right)\right].$$

Per i problemi di modulazione i successivi termini della serie possono in generale venire trascurati perchè ω'/ω_0 è molto piccolo rispetto ad 1; la formula di trasmissione diventa:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\mu\, r_1}{r_a} \frac{1}{1 + i\, \omega'/\omega_d}.$$

Generalizzando i risultati ora ottenuti, si può affermare che la formula per la trasmissione di un segnale attraverso ad un circuito oscillatorio è del tipo:

[53] $$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{1 + i\left[\omega/(2\,\omega_d)\right](1 - \omega_0^2/\omega^2)}$$

essendo K una costante, ω_d una nuova grandezza caratteristica del circuito, che potremo denominare smorzamento, e $\omega_0/(2\,\pi)$ la frequenza di risonanza del circuito stesso. Per frequenze prossime alla risonanza si può porre:

[54] $$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{1 + i\,\omega'/\omega_d} \quad (\text{ove } \omega' = \omega - \omega_0),$$

la quale è valida per ω'/ω_0 piccolo rispetto all'unità.

Questa trattazione, sebbene notissima, è stata ripetuta per mettere in evidenza l'importanza del parametro ω_d che in questo studio è stato scelto per tenere conto delle perdite del circuito oscillatorio; esso caratterizza il comportamento del circuito per frequenze prossime alla risonanza indipendentemente da ω_0 e, come vedremo, è realmente il parametro caratteristico per quanto riguarda la trasmissione della modulazione. Esso ha le dimensioni di una pulsazione; è stata allora definita la quantità $\omega_d/(2\,\pi)$ come frequenza di smorzamento e quest'ultima grandezza è molto comoda nei calcoli numerici e per un confronto diretto con le frequenze di modulazione. Le relazioni tra ω_d e gli altri parametri usati per caratterizzare le perdite si ottengono immediatamente; prendendo ad esempio il coefficiente di risonanza definito da $\varepsilon = r_1\,\omega_0\,C$, si ha:

[55] $$\omega_d = \frac{\omega_0}{2\,\varepsilon}.$$

E' poi opportuno ricordare che ω_d compare nell'esponente di smorzamento delle oscillazioni libere del circuito $A\,e^{-\omega_d t}\,\mathrm{sen}(\omega_0\,t+\varphi)$ e con tale significato è stato da molti autori denominato con il simbolo α; la frequenza di smorzamento f_d è anche lo scarto di frequenza in più ed in meno dal valore di risonanza, per il quale si riduce a $1/\sqrt{2}$ l'effetto della risonanza.

Tornando al caso generale, per catene di circuiti oscillatorii comunque collegati si può dimostrare che, se essi hanno frequenze di risonanza prossime tra loro e se sono soddisfatte alcune condizioni generali, indicando con $\omega_0/(2\,\pi)$ una frequenza media tra quelle di risonanza dei singoli circuiti, per frequenze prossime ad $\omega_0/(2\,\pi)$ si può

porre, per la [54]:

$$[56] \qquad \frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{\left[1 + i\,\dfrac{\omega' - \omega_a}{\omega_{d1}}\right]\left[1 + i\,\dfrac{\omega' - \omega_b}{\omega_{d2}}\right]\cdots\left[1 + i\,\dfrac{\omega' - \omega_n}{\omega_{dn}}\right]},$$

essendo $\omega' = \omega - \omega_0$; K una costante; $\omega_{d1}, \omega_{d2}, \omega_{d3}, \ldots, \omega_{dn}$ gli smorzamenti; $(\omega_0 + \omega_a)/(2\pi)$, $(\omega_0 + \omega_b)/(2\pi), \ldots$, $(\omega_0 + \omega_n)/(2\pi)$ le frequenze di risonanza dei singoli circuiti oscillatorii equivalenti; dico circuiti equivalenti perchè tali parametri non si riferiscono ai singoli circuiti oscillatorii separati, ma ad essi quali vengono modificati dai collegamenti esistenti fra loro. Le quantità ω_a, $\omega_b, \ldots$, che qui compaiono, saranno in seguito denominate *dissintonie*, e sono valori di pulsazione corrispondenti alle differenze tra le singole frequenze di risonanza dei circuiti oscillatorii equivalenti ed il loro valore medio $\omega_0/(2\pi)$.

Premesso questo, si vede la grande importanza di studiare la deformazione di un segnale modulato attraverso ad un circuito oscillatorio; le reti che si incontrano nei complessi trasmettenti e riceventi possono venire rappresentate con catene di circuiti oscillatorii che in generale soddisfano alle condizioni per l'applicabilità della [56] ed allora basterà calcolare separatamente i parametri di trasmissione dei singoli circuiti oscillatorii equivalenti ed applicarli successivamente al segnale trasmesso.

Considerando le equazioni di trasmissione per un solo circuito oscillatorio e ricordando le definizioni dei parametri di trasmissione si può sin da ora affermare che:

1) Le equazioni [51] non sono mai soddisfatte per ω_1 qualsiasi e quindi si ha sempre una deformazione più o meno grande della modulazione.

2) Supponendo che il circuito sia sintonizzato sulla portante e trascurando i termini in ω'/ω_0, sono invece soddisfatte le [52]: cioè in tale caso si può con buona approssimazione ammettere che restino inalterati i coefficienti di dissimmetria A_d e φ_d.

3) Passando al caso generale di catene di circuiti oscillatorii, la condizione più generale perchè siano ancora soddisfatte le [52] è che la portante abbia frequenza eguale a $\omega_0/(2\pi)$ e che l'equazione di trasmissione si possa mettere sotto la forma:

$$[57] \qquad \frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{\left[1+i\,\dfrac{\omega'}{\omega_{d1}}\right]\left[1+i\,\dfrac{\omega'}{\omega_{d2}}\right]\cdots\left[1+i\,\dfrac{\omega' + \omega_a}{\omega'_{d1}}\right]\left[1+i\,\dfrac{\omega' - \omega_a}{\omega'_{d1}}\right]\cdots};$$

cioè che i singoli circuiti oscillatorii equivalenti siano sintonizzati o disposti a coppie con eguale smorzamento e con dissintonie ω_a eguali ed opposte. Si possono definire tali catene come simmetriche rispetto ad ω_0 e la ragione appare immediatamente quando si ricordi che la condizione necessaria e sufficiente, perchè siano soddisfatte le [52] per ω_1 qualsiasi, è che, per frequenze egualmente distanti dai due

lati di $\omega_0/(2\pi)$, si abbia eguale T e due φ_t eguali in valore ed opposti in segno (prendendo come nullo il φ_t corrispondente a ω_0). Catene di questo genere potrebbero anche definirsi come lineari nei riguardi dell'inviluppo: infatti applicando un segnale con pura modulazione di ampiezza ed inviluppo sinusoidale, si ha solo modificazione della fase e dell'ampiezza dell'inviluppo, analogamente a quanto avviene per una grandezza elettrica sinusoidale trasmessa attraverso ad un circuito lineare; mentre che, se le condizioni predette non sono soddisfatte, si raccoglie in uscita un segnale con inviluppo non sinusoidale analogamente a quanto avviene in circuiti non lineari per grandezze sinusoidali; l'analogia vale anche per il caso di più modulazioni sinusoidali contemporanee, a cui corrisponde il caso di più grandezze sinusoidali applicate ad un circuito lineare.

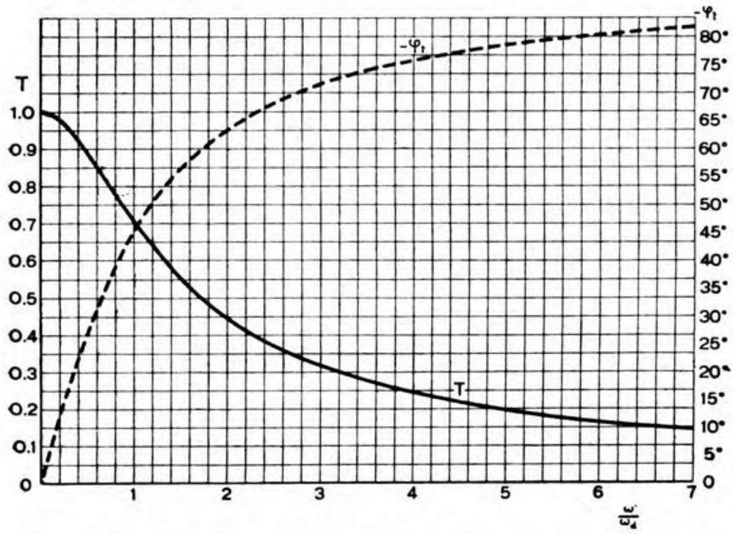


Fig. 14. — Caratteristiche di trasmissione di un circuito oscillatorio.

Passiamo adesso alla determinazione delle costanti di trasmissione per un circuito oscillatorio semplice; l'equazione semplificata [54] dà:

$$[58] \qquad T = \frac{K}{\sqrt{1 + \omega'^2/\omega_d^2}} \quad , \quad \operatorname{tg} \varphi_t = -\frac{\omega'}{\omega_d}.$$

L'andamento dei singoli parametri è noto ed è rappresentato nella fig. 14 (ponendo $K = 1$) per ω' positivo; per ω' negativo T resta inalterato mentre φ_t cambia segno. Allo scopo di avere una curva tipo indipendente dal valore della frequenza di risonanza, sull'asse orizzontale sono stati riportati i valori del rapporto ω'/ω_d anzichè quelli di ω'.

Per i quattro parametri di trasmissione della modulazione, indi-

cando con $\omega_1/(2\pi)$ la frequenza di modulazione, con $\omega_p/(2\pi)$ la frequenza della portante, e ponendo $\omega_p' = \omega_n - \omega_0$, sono state scelte

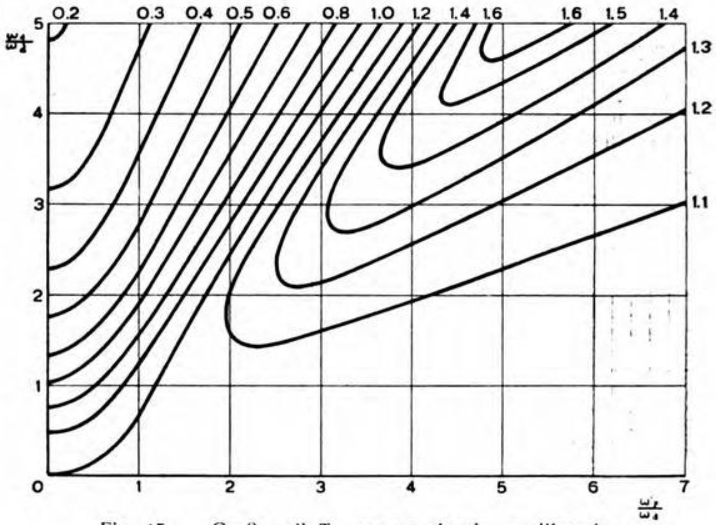


Fig. 15. — Grafico di T_m per un circuito oscillatorio.

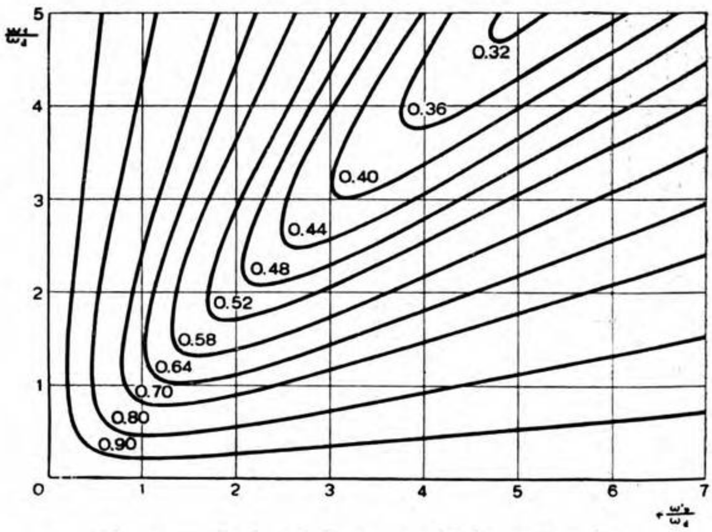


Fig. 16. — Grafico di T_d per un circuito oscillatorio.

come variabili ω_1/ω_d e ω'_p/ω_d, che con le approssimazioni fatte bastano da sole ad individuarli. Formule dirette sono difficili a ricavare

e talmente complicate da essere di scarsa utilità; sono stati invece ricavati i grafici riprodotti nelle fig.15,... , 18. Sui due assi coordi-

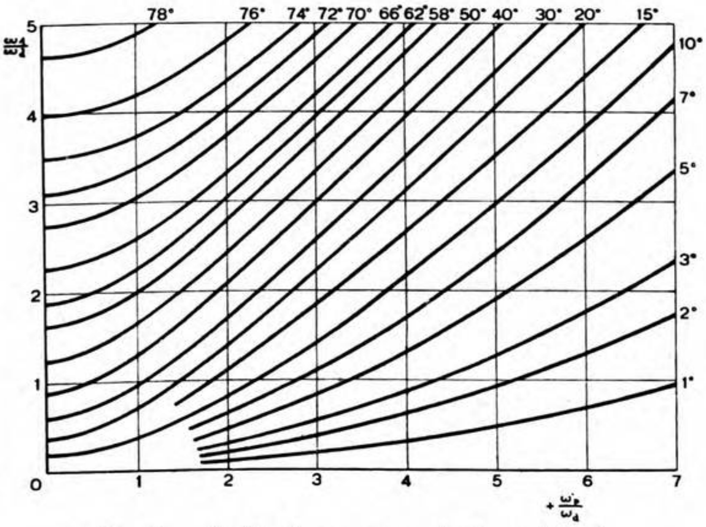


Fig. 17. — Grafico di φ_{tm} per un circuito oscillatorio.

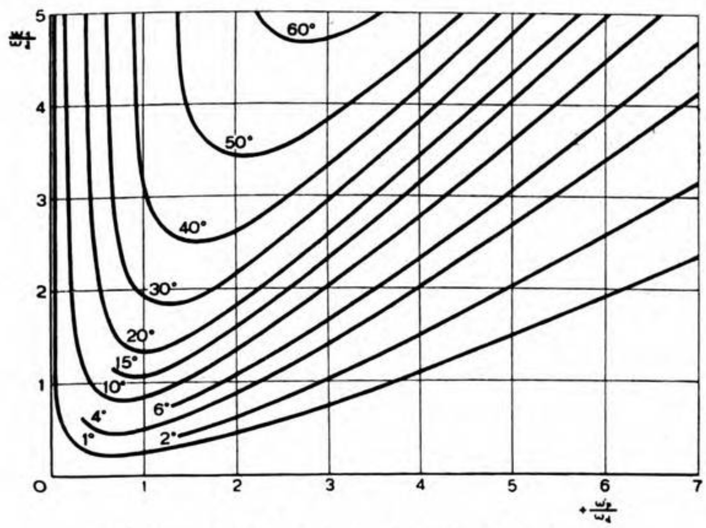


Fig. 18. — Grafico di φ_{td} per un circuito oscillatorio.

nati sono stati portati i due rapporti ω_1/ω_d e ω'_p/ω_d; il sistema di curve definisce i parametri di trasmissione. Il rapporto ω_1/ω_d è sem-

pre positivo; il rapporto ω_p'/ω_d può essere positivo o negativo, ma i grafici sono stati tracciati per valori di esso positivi; per valori negativi si devono fare le seguenti modifiche: T_m resta inalterato, T_d si trasforma in $1/T_d$, φ_{tm} resta inalterato, φ_{td} cambia segno.

Per terminare il gruppo di grafici utili per i calcoli, in fig. 19 sono riportate le curve relative alle formule [46] per il passaggio da A_m, A_d a m, d e viceversa. Le curve sono date per A_d minore di 1; per A_d maggiore si passa ad $1/A_d$, e nel grafico m A_m resta inalterato mentre d/m diventa positivo.

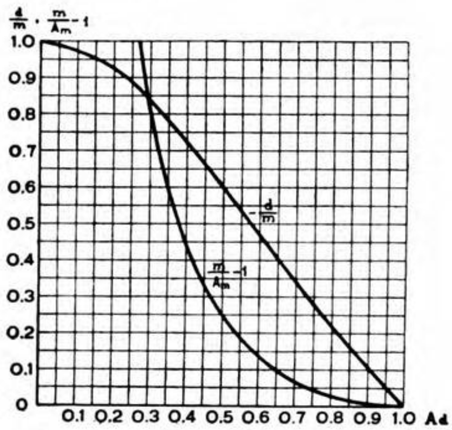


Fig. 19. — Grafico per il passaggio da A_m, A_d a d, m e viceversa.

Tutte le informazioni relative alla trasmissione della modulazione sono contenute nei grafici; tuttavia alcune osservazioni supplementari saranno utili. Anzitutto si può notare la perfetta simmetria delle curve che danno T_d, rispetto ai due assi coordinati, simmetria che si riscontra anche nelle formule relative. Considerando poi contemporaneamente T_m, T_d, φ_{td}, che sono i parametri più importanti, si può notare che:

1) Per frequenze di modulazione piccole rispetto a $\omega_d/(2\pi)$, T_m è sempre abbastanza prossimo ad 1, φ_{td} è piccolo e quasi sempre trascurabile e solo T_d può assumere valori abbastanza discosti da 1, il che indica che in questo caso si ha al variare di ω_p' solo trasmissione ineguale delle due bande laterali; anche mettendo più circuiti oscillatorii in cascata, l'effetto preponderante, variando ω_p', è sempre una variazione più o meno forte di T_d e quindi, ricordando le curve di distorsione armonica (fig. 5, 6, 7), si ha una distorsione non troppo forte.

2) Per frequenze di modulazione elevate e dissintonie non troppo forti, φ_{td} assume rapidamente valori notevoli portando a forte distorsione.

3) Infine aumentando ancora ω_p' e con ω_1/ω_d grande, φ_{td} torna a diminuire; T_m e T_d hanno però forti variazioni, che indicano esaltazione di una delle bande laterali e soppressione quasi completa dell'altra, conformemente a quanto si poteva prevedere dall'esame delle curve di selettività; la distorsione armonica non è però molto grande essendo d/m molto prossimo ad 1.

4. - Applicazioni a casi pratici.

Seguendo le direttive tracciate precedentemente non si incontrano gravi difficoltà nel trattare i vari casi particolari che si presentano nella pratica. Saranno qui svolti alcuni esempi, sia per mostrare l'applicazione dei metodi precedenti, sia per fornire basi numeriche per la valutazione dell'importanza dei fenomeni considerati.

Esaminiamo prima la deformazione di un segnale in un sistema di trasmissione radiotelefonico, partendo dal modulatore dell'apparato trasmettente e giungendo sino al rivelatore del ricevente. In questa catena di trasmissione si possono distinguere tre parti e precisamente :

1) La trasmissione nell'apparato trasmettente a partire dallo stadio modulatore e terminando con l'antenna compresa.

2) La trasmissione del segnale modulato nello spazio.

3) La trasmissione nei circuiti del ricevitore partendo dalla antenna ricevente e terminando con lo stadio rivelatore.

Di queste la più importante per noi è la terza, perchè nel trasmettitore i circuiti oscillatorii sono molto smorzati e difficilmente possono dare luogo a dissimmetrie importanti almeno nelle condizioni medie odierne; riguardo poi alla propagazione nello spazio si è constatata l'attenuazione selettiva specialmente per onde corte, ma poco si può dire in proposito oltre ad una constatazione sperimentale del fenomeno e della sua importanza pratica.

Nei ricevitori la distorsione della modulazione può avvenire per due ragioni e precisamente :

a) per non perfetto accordo del ricevitore sulla stazione ricevuta;

b) per mancanza intrinseca di simmetria nella trasmissione delle due bande laterali.

Nei casi pratici intervengono tutti e due i fenomeni contemporaneamente, perchè non è facile ai costruttori regolare gli apparecchi in modo da raggiungere una simmetria perfetta, nè d'altra parte è possibile ai radioascoltatori regolare in modo perfetto la sintonia, almeno con gli apparati oggi in uso. Per valutare ora l'importanza di questi fenomeni è utile esaminare qualche caso numerico.

Come è stato già detto, la caratteristica di trasmissione della parte a radiofrequenza di un apparecchio ricevente può essere rappresentata con sufficiente approssimazione da un'espressione del tipo [56] dove n è il numero di circuiti accordati esplicitamente esistenti nel ricevitore (nelle supereterodine n è il numero complessivo di circuiti accordati in alta e media frequenza); data l'omogeneità dei termini, nei calcoli numerici conviene dividere tutti gli ω per 2π

ed esprimere in frequenza tutte le quantità relative ai circuiti oscillatorii, ottenendo dalla [57] un'espressione del tipo:

$$
[59] \qquad \frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{\left[1 + i\dfrac{(f' - f_a)}{f_{da}}\right]\left[1 + i\dfrac{(f' - f_b)}{f_{db}}\right] \cdots \left[1 + i\dfrac{(f' - f_n)}{f_{dn}}\right]} .
$$

La costante K interessa solo la sensibilità del complesso e per i problemi qui trattati basta determinare le costanti f_r e f_{dr}. La loro determinazione teorica o sperimentale esula dai limiti di questo articolo; per quanto riguarda la determinazione sperimentale che è la più importante in pratica, mi limiterò a notare che sperimentalmente

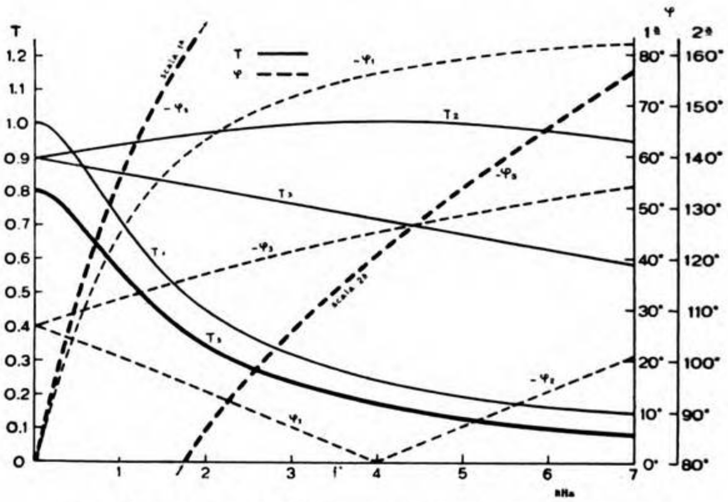


Fig. 20. — Grafici per la determinazione del comportamento del ricevitore n. 1.

si può ricavare la curva che dà V_2/V_1 in funzione di f' (una curva molto simile, che sarà discussa in seguito, è la curva di selettività, quale oggi normalizzata) e da tale curva si possono ottenere le singole costanti con metodi algebrici i quali, pure essendo abbastanza laboriosi, non presentano difficoltà concettuali. Qui supporremo già risolta questa fase iniziale e determinate le singole costanti.

Per fare un esempio numerico, supponiamo di avere un ricevitore con tre circuiti accordati con le seguenti caratteristiche:

smorzamenti	dissintonie
$f_{d1} = 1000$	$f_1 = 0$
$f_{d3} = 8000$	$f_3 = +4000$
$f_{d2} = 8000$	$f_2 = -4000$.

Per mezzo dei grafici delle fig. 14,..., 18 sarebbe possibile determinare nelle varie condizioni le caratteristiche di trasmissione dei singoli circuiti e, sommandole nella maniera indicata, ottenere le caratteristiche del complesso. Si è però trovato più preciso e comodo procedere nella seguente maniera: prima ricavare le caratteristiche T_s e φ_s complessive della rete, poi da queste dedurre le caratteristiche di trasmissione della modulazione T_m, T_d, φ_{tm}, φ_{td}, ed infine, supponendo applicato un segnale con pura modulazione di ampiezza e con profondità di modulazione prefissata, determinare le caratteristiche di modulazione del segnale trasmesso e ricavare da

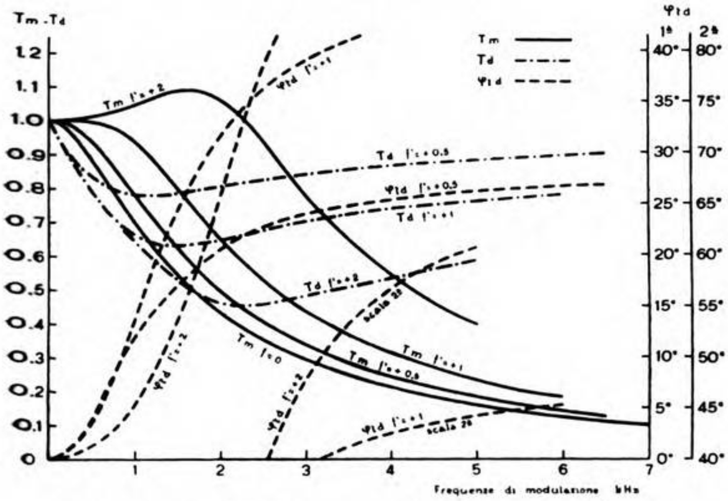


Fig. 21. — Parametri di trasmissione della modulazione per il ricevitore n. 1.

queste, supponendo il segnale stesso applicato ad un rivelatore lineare, le caratteristiche globali di trasmissione sulla frequenza acustica (distorsione armonica ed ampiezza totale equivalente Y_a).

In fig. 20 è fatta la determinazione delle caratteristiche T_s e φ_s della rete considerata; sull'asse delle ascisse sono riportati in kHz i valori di frequenza ω' (2π) in più di quella media di accordo (data la simmetria del circuito, per frequenze in meno si hanno risultati perfettamente analoghi) e sull'asse verticale sono riportati i valori di T e di φ; per φ, data la necessità di una scala molto ampia, si ha doppia scala con spezzamento delle curve. Sul piano coordinato sono tracciate le curve di T_1, T_2, T_3, φ_1, φ_2, φ_3; sommando i φ e moltiplicando i T si ottengono le curve per φ_s e T_s che sono riportate in tratto più grosso.

In fig. 21 sono rappresentate le caratteristiche di trasmissione della modulazione ricavate dalla figura precedente con procedimenti grafici e per segnali in risonanza con la frequenza media di accordo

($f' = 0$) e dissintonizzati di 0,5 — 1,0 — 2,0 kHz da detta frequenza; sull'asse orizzontale sono adesso riportate le frequenze di modulazione in kHz, mentre sull'asse verticale sono riportati i valori dei coefficienti di trasmissione con le stesse avvertenze del caso precedente per quanto riguarda φ_{td} ; φ_{tm} non è stato valutato data la sua scarsa importanza pratica.

In fig. 22, supponendo applicato un segnale con pura modulazione di ampiezza con profondità di modulazione del 50 %, sono stati determinati i parametri del segnale modulato trasmesso (φ_d è eguale a φ_{td} e non è stato quindi riportato).

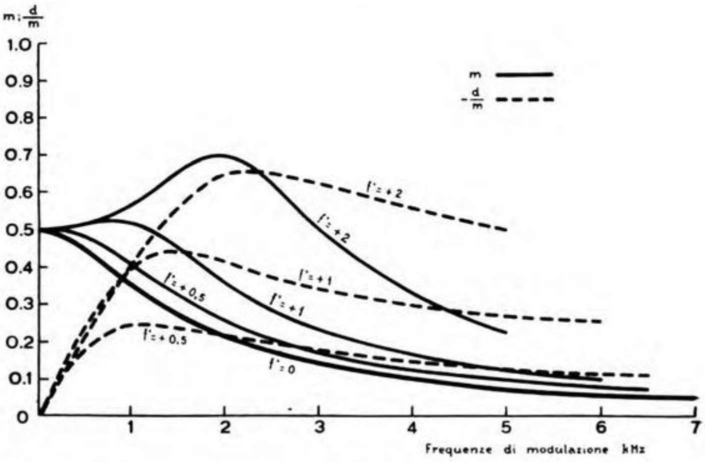


Fig. 22. — Parametri di modulazione del segnale trasmesso essendo applicato un segnale con pura modulazione di ampiezza ed $m = 0,5$, per il ricevitore n. 1.

Infine in fig. 23 sono riportati nei vari casi i valori relativi della resa a frequenza acustica e la distorsione armonica in uscita, supponendo il segnale applicato ad un rivelatore lineare e ponendo uguale ad 1 la resa per frequenza di modulazione tendente a zero.

Come secondo esempio si è considerato un ricevitore dissimmetrico pure con tre circuiti accordati con le seguenti caratteristiche :

smorzamenti	dissintonie
$f_{d1} = 2000$	$f_1 = +\ 200$
$f_{d2} = 4000$	$f_2 = -\ 3000$
$f_{d3} = 5000$	$f_3 = +\ 2060.$

In fig. 24 (analogamente a fig. 20) sono state tracciate le caratteristiche complessive di trasmissione che, data la dissimmetria, sono state determinate per frequenze in più ed in meno della frequenza di risonanza (qui definita come quella per cui T_s è massimo) ed in

fig. 25 sono state ricavate le caratteristiche di trasmissione della modulazione per un segnale in risonanza oppure dissintonizzato in più

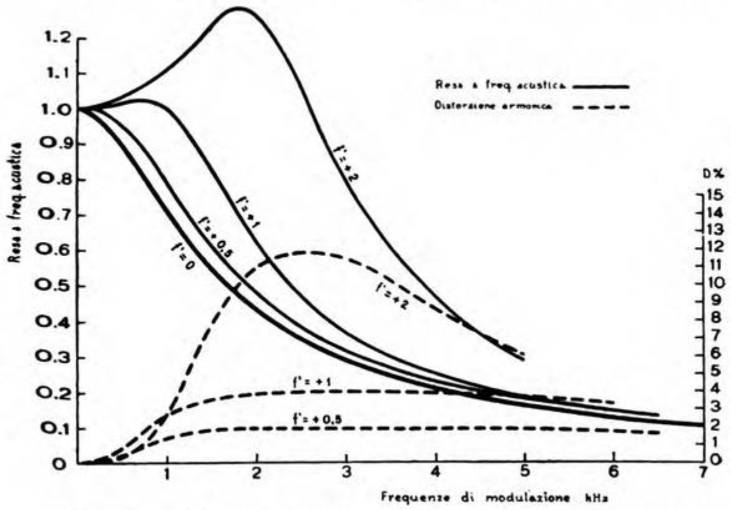


Fig. 23. — Resa a frequenza acustica e distorsione armonica per il caso di fig. 22, con rivelatore lineare.

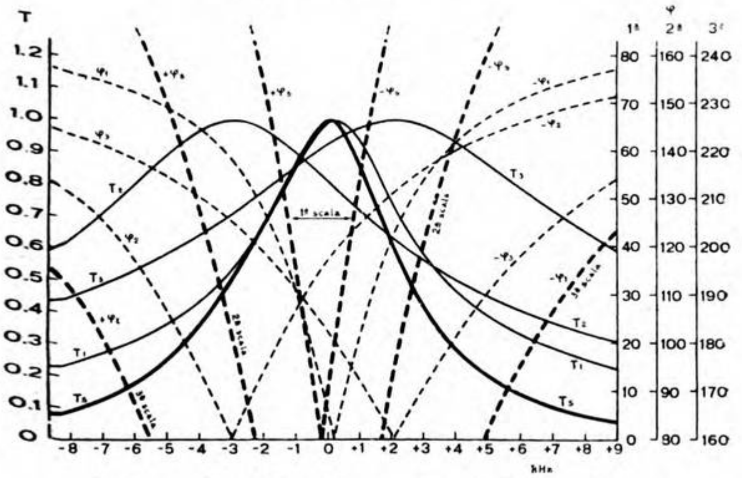


Fig 24. — Grafici per la determinazione del comportamento del ricevitore n. 2.

od in meno di 0,5 kHz rispetto alla frequenza di risonanza prima definita; dato il piccolo valore dei coefficienti di dissimmetria della modulazione, si è ritenuto inutile proseguire i calcoli.

Come terzo esempio si è presa in considerazione la parte a media frequenza di un apparecchio commerciale; si hanno quattro circuiti accordati con le seguenti caratteristiche:

smorzamenti	dissintonie
$f_{d1} = 5000$	$f_1 = +3500$
$f_{d2} = 5000$	$f_2 = -3500$
$f_{d3} = 6000$	$f_3 = +4500$
$f_{d4} = 6000$	$f_4 = -4500.$

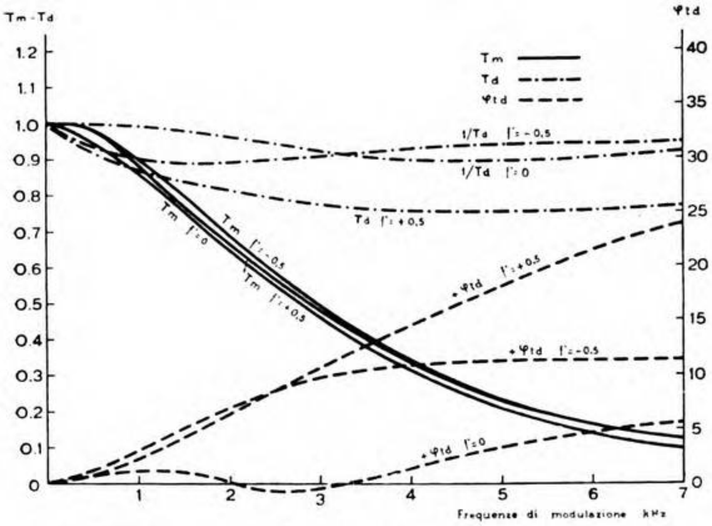


Fig. 25. — Parametri di trasmissione della modulazione per il ricevitore n. 2.

In fig. 26 sono determinati al solito i coefficienti di trasmissione generali della rete, ed in fig. 27 i parametri di trasmissione della modulazione per un segnale accordato sulla frequenza media di risonanza oppure dissintonizzato di 1, 2, 3 kHz; anche qui, dato il piccolo valore dei coefficienti di dissimmetria della modulazione, è stato ritenuto inutile proseguire i calcoli.

Basandosi sui risultati ottenuti con questi esempi numerici e sulle tabelle e grafici esposti precedentemente si possono fare alcune considerazioni sul problema generale della distorsione delle bande di modulazione nei ricevitori.

I costruttori oggi, generalmente, per l'allineamento dei ricevitori seguono il criterio della regolazione per massima intensità di uscita; le cellule del filtro vengono allineate separatamente portando in risonanza i singoli circuiti accordati che le compongono. Teoricamente, se non intervenissero reazioni tra i vari stadi, si avrebbe un

ricevitore perfettamente simmetrico; in pratica, in seguito a queste reazioni, che non fanno più coincidere la regolazione per massima

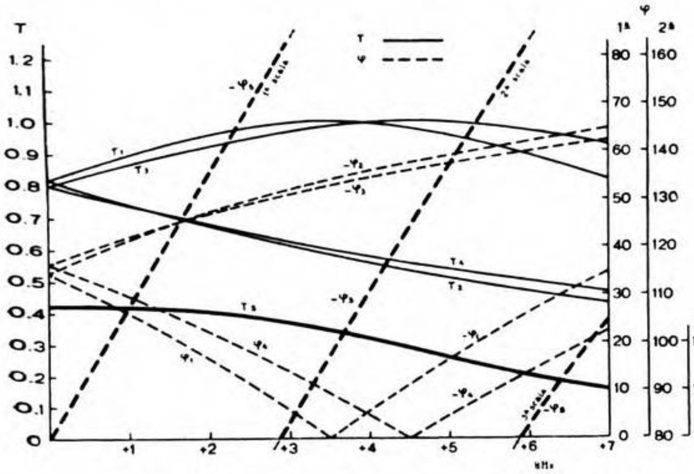


Fig. 26. — Grafici per la determinazione del comportamento del ricevitore n. 3.

intensità di uscita con quella per risonanza dei singoli elementi, anche in ricevitori perfettamente allineati una certa dissimmetria è inevitabile; inoltre nella pratica l'allineamento può al massimo essere ottenuto solo per qualche punto della gamma di accordo, date le

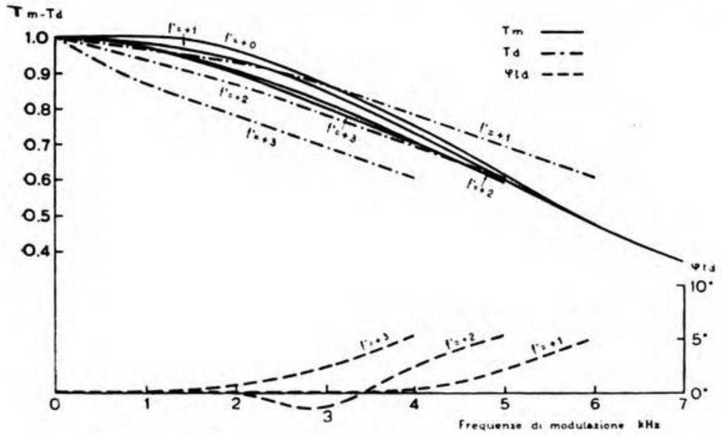


Fig. 27. — Parametri di trasmissione della modulazione per il ricevitore n. 3.

vitabile; inoltre nella pratica l'allineamento può al massimo essere ottenuto solo per qualche punto della gamma di accordo, date le

imperfezioni inevitabili dei condensatori, e viene in ogni caso alterato dai lenti movimenti di assestamento meccanico delle singole parti; nelle supereterodine infine, quando si impiegano condensatori variabili eguali per il circuito di entrata e per l'oscillatore locale, si hanno cause sistematiche di errore di allineamento già studiate da varii autori. Attualmente sono in istudio complessi che permettono di vedere la curva di risposta dei ricevitori e quindi rendono possibile anche nella fabbricazione di serie la regolazione accurata e l'attuazione di curve simmetriche; tali dispositivi sono però costosi e complicati e non è probabile che si diffondano molto, almeno per ora. Riassumendo, per le diverse circostanze ricordate i ricevitori oggi in uso si scostano tutti in misura più o meno grande dalla simmetria; questo scostamento può essere piccolo in ricevitori bene studiati e sopratutto bene costruiti, può essere invece notevole in ricevitori difettosi per progetto o, sopratutto, per costruzione, ma in ogni caso è presente e deve essere tenuto nella debita considerazione.

Per quanto riguarda l'errore di accordo fatto dal radioascoltatore è difficile dare cifre esatte, dipendendo esso largamente dall'abilità individuale. La maggioranza degli apparecchi non ha indicatori di sintonia e l'accordo deve essere ottenuto determinando ad orecchio il punto di massima amplificazione; per operatori di media abilità e con apparecchi di tipi correnti è stato constatato che l'errore medio si aggira intorno a 0,5 kHz (per le ordinarie frequenze di radiodiffusione); con persone non molto pazienti e precise, l'errore è assai maggiore.

Ricordando ora che generalmente nei radioricevitori vengono trasmesse frequenze acustiche non oltre 5000 Hz, e che quindi non ha molto interesse la distorsione armonica per frequenze di modulazione superiori a 2500 Hz, si possono fare le seguenti considerazioni:

1°) Per i ricevitori normali senza reazione, per i quali la frequenza di smorzamento $\omega_d/(2\pi)$ dei circuiti oscillatorii equivalenti è compresa tra 4 e 8 kHz, i fenomeni qui considerati danno origine a perturbazioni relativamente piccole.

Un caso tipico è stato studiato nell'esempio n. 3; dato che il rapporto tra le frequenze di modulazione che interessano e le frequenze di smorzamento resta piccolo, lo sfasamento φ_d non assume mai forti valori e si potrà avere solo una dissimmetria T_d più o meno grande. Nelle condizioni indicate si trovano la maggior parte delle supereterodine e dei grandi ricevitori oggi in uso; dato il numero generalmente abbastanza grande di circuiti accordati non vi è necessità di utilizzare la reazione per aumentare la selettività dei circuiti e, finchè ci si accontenta di trasmettere solo frequenze di modulazione sino a 5000 hertz, si hanno ricevitori non molto critici nè per la simmetria della curva globale nè per la precisione della sintonizzazione sulla stazione ricevuta. Sono tutt'al più da temere fenomeni di sovramodulazione per aumento generale della percentuale di modulazione o per forte esaltazione di una delle bande la-

terali; la pratica mostra però che generalmente anche questi fenomeni non sono temibili.

2°) Per piccoli ricevitori, nel funzionamento dei quali la reazione ha una parte importante, la distorsione della modulazione può assumere valori forti. Un caso tipico è stato studiato nell'esempio n. 1; si tratta generalmente di ricevitori con un numero limitato di circuiti accordati, in cui, per aumentare la selettività complessiva, la frequenza di smorzamento di uno dei circuiti accordati viene sensibilmente ridotta (sino a 1000 Hz ed anche meno) con opportuni dispositivi di reazione. Data la costituzione di questi ricevitori, il disaccordo porta facilmente a valori forti di φ_d e quindi a sensibili distorsioni armoniche; la dissimmetria costruttiva, come si vede dall'esempio n. 2, porta invece difficilmente gravi inconvenienti; il circuito a piccolo smorzamento ha un effetto predominante su tutto il funzionamento e perciò le piccole dissimmetrie nelle caratteristiche degli altri circuiti non portano alterazioni. Si vede dall'esempio n. 1 come la distorsione armonica possa raggiungere valori elevati; la sua importanza non deve però venire esagerata, perchè generalmente si tratta di ricevitori di tipo economico nei quali la qualità di riproduzione per molte altre ragioni è piuttosto cattiva e l'ulteriore distorsione introdotta dalla deformazione della modulazione, in condizioni medie e ponendo cura sufficiente nell'accordare il ricevitore, non è molto dannosa.

3°) Per ricevitori di tipo speciale, infine, i fenomeni qui considerati devono essere tenuti ben presenti, potendo dare origine a spiacevoli sorprese. Una prima categoria di ricevitori speciali è rappresentata da ricevitori del tipo « Stenodo », i quali impiegano circuiti molto selettivi nella parte a radiofrequenza e correggono l'attenuazione delle alte frequenze di modulazione, che da quelli deriva, con opportune catene di circuiti inserite nella parte a frequenza acustica del ricevitore. In questi ricevitori i fenomeni di deformazione della modulazione intervengono in due maniere, e precisamente:

a) se il ricevitore non è perfettamente accordato e simmetrico, il definire l'attenuazione introdotta per le alte frequenze di modulazione, e quindi il progetto della relativa rete di correzione su frequenza acustica, diventano quasi impossibili;

b) se nella parte a radiofrequenza si ha, in seguito a deformazione della modulazione, una determinata distorsione armonica, essa viene fortemente esaltata dalla rete di correzione seguente il rivelatore, la quale trasmette le armoniche molto meglio che non la fondamentale.

Questa seconda circostanza rappresenta lo scoglio maggiore alla diffusione di ricevitori di questa categoria, che pure si mostrerebbero molto promettenti da un punto di vista teorico.

I fenomeni qui considerati acquistano anche notevole importanza nel progetto di ricevitori di alta qualità nei quali si desidera trasmettere frequenze di modulazione sino a 7-8 kHz ed anche oltre. In tali ricevitori, data la difficoltà di trasmettere uniformemente bande di modulazione così estese, bisogna sempre introdurre una certa correzione nei circuiti per frequenza acustica, e quindi ci si

viene a trovare in condizioni analoghe a quelle esaminate per i ricevitori del tipo « Stenodo »; la distorsione armonica ha inoltre particolare importanza, data l'alta qualità di riproduzione che si vuole ottenere con tali ricevitori. Per ricevitori di questa categoria è assolutamente necessario curare la simmetria della curva di risonanza globale ed ottenere con estrema cura l'accordo, in modo da evitare, nella misura del possibile, distorsioni della modulazione; per soddisfare a quest'ultimo requisito sarebbe probabilmente necessario munire il ricevitore di un comando di sintonia che consenta una regolazione più accurata di quella oggi praticata. Si è avuta recentemente occasione di esaminare un ricevitore di questa categoria e si è potuto constatare sperimentalmente la sensibile distorsione introdotta anche da piccoli errori nell'accordo; questa caratteristica del ricevitore considerato appariva subito anche a persone non avvertite.

Riassumendo lo studio dell'effetto della dissintonia e della dissimmetria nei ricevitori oggi in uso, si può notare che l'inconveniente è minore di quello da molti temuto. Ci sembra che sia stata talvolta sopravalutata l'importanza della distorsione per dissimmetria; è stato anche affermato che si aveva una trasmissione molto ineguale delle frequenze di modulazione ed anche questo non sembra risultare, almeno dagli esempi studiati. Un criterio invece fondato è quello di considerare come più pericolosa una non forte dissintonia; aumentando la dissintonia, oltre un certo limite diminuisce molto T_d e conseguentemente la distorsione armonica: si giunge quindi alla conclusione che con molti apparecchi si può avere una ricezione soddisfacente sia accordando accuratamente l'apparecchio, sia dissintonizzandolo fortemente, quando naturalmente si abbia una sufficiente sensibilità.

Come rimedio per le distorsioni studiate si può raccomandare ai costruttori la massima cura nella costruzione e nell'allineamento degli apparecchi per evitare dissimmetrie, e quei perfezionamenti nel sistema meccanico di accordo atti a facilitare una regolazione accurata; diffondere tra il pubblico nozioni sull'utilità di dedicare la massima cura all'accordo esatto dell'apparecchio ricevente; infine evitare nei progetti l'uso di circuiti accordati con piccolo smorzamento a meno che non si studino corrispondentemente mezzi per assicurare la precisione di accordo in tale caso richiesta.

Altro problema interessante, che lo studio precedente permette di affrontare, è la discussione del significato della curva di selettività, quale è ottenuta con il procedimento prescritto nelle prove normali per apparecchi riceventi, secondo l'I.R.E. [2].

Come è noto, la prova di selettività viene eseguita applicando al ricevitore un segnale a radiofrequenza, modulato al 30 % con 0,4 kHz, di frequenza variabile e prossima a quella su cui è accordato il ricevitore, e misurando la tensione di entrata necessaria per ottenere la potenza di uscita normalizzata di 0,05 watt. La curva vera di selettività dovrebbe invece essere ottenuta impiegando un segnale a radiofrequenza non modulato e misurando la variazione

[2] Year book of the Institute of Radio Engineers, 1931, p. 122.

di corrente rettificata del rivelatore, ma tale prova è evidentemente non pratica e si preferisce quasi sempre ricorrere alla prima; scopo della presente discussione è di studiare le cause di divergenza tra le due curve e la loro importanza.

Si indichi con f_0 la frequenza su cui è accordato il ricevitore, con f_1 la frequenza per cui si eseguisce la prova, con T_0, T_{m0}, T_{d0}, φ_{td0} le caratteristiche di trasmissione della parte a radiofrequenza del ricevitore in corrispondenza di f_0, e con T_1, T_{m1}, T_{d1}, φ_{td1} quelle in corrispondenza di f_1, con V_{10} e V_{11} la tensione del segnale applicato per le due frequenze f_0 ed f_1, con V_{20} e V_{21} quella del segnale trasmesso al rivelatore, e infine con V_{30} e V_{31} la tensione del segnale ad audiofrequenza in uscita. Usando un segnale non modulato di frequenza f_0, si ha:

$$V_{20} = T_0 V_{10} ,$$

e per la frequenza f_1:

$$V_{21} = T_1 V_{11} ;$$

il rapporto di selettività (definizione I.R.E.) risulta:

$$\frac{V_{20}}{V_{21}} = \frac{T_0}{T_1} \quad (V_{10} = V_{11}) . \tag{60}$$

Impiegando invece un segnale modulato con profondità m, frequenza di modulazione f_m e pura modulazione di ampiezza, si ha in corrispondenza di f_0:

$$V_{20} = K_{d0} K_{a0} m \left[T_{m0} \left(T_{d0} + \frac{1}{T_{d0}} \right) \right] T_0 V_{10}$$

(dove K_{d0} è un coefficiente che comprende l'efficienza della parte ad audiofrequenza del ricevitore e del rivelatore, e K_{a0} è il coefficiente di rettificazione considerato precedentemente), ed in corrispondenza di f_1:

$$V_{31} = K_{d1} K_{a1} m \left[T_{m1} \left(T_{d1} + \frac{1}{T_{d1}} \right) \right] T_1 V_{11} ;$$

dato che la prova viene eseguita con costante intensità di uscita e che, essendo la distorsione armonica piccola, K_d si può ritenere costante, il rapporto di selettività pratico risulta:

$$\frac{V_{11}}{V_{10}} = \frac{K_{a0} T_{m0} (T_{d0} + 1/T_{d0}) T_0}{K_{a1} T_{m1} (T_{d1} + 1/T_{d1}) T_1} \quad (V_{30} = V_{31}) ; \tag{61}$$

perchè questo coincida con il rapporto vero di selettività deve essere:

$$K_{a0} T_{m0} \left(T_{d0} + \frac{1}{T_{d0}} \right) = K_{a1} T_{m1} \left(T_{d1} + \frac{1}{T_{d1}} \right) . \tag{62}$$

e dovendo la proprietà essere soddisfatta per f_1 qualsiasi, ne viene :

$$[63] \qquad K_a\, T_m \left(T_d + \frac{1}{T_d} \right) = \text{cost.} = 2 \text{ (limite per } f_m = 0) \, .$$

Questa relazione non è mai rigorosamente soddisfatta, ma lo è con sufficiente approssimazione nei casi ordinari. Per vederne la

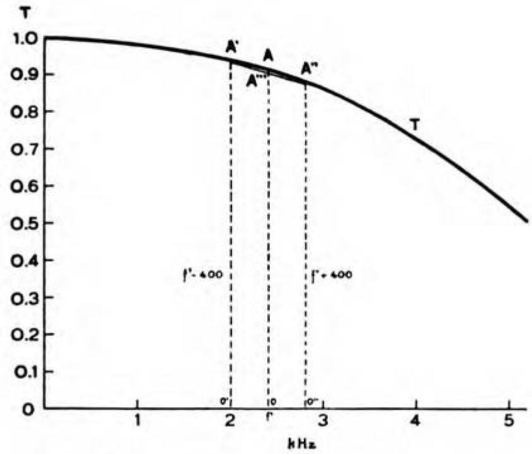


Fig. 28. — Curva di selettività di un ricevitore dalla prova « normale ».

variazione conviene indagare il significato delle due parti; cominciamo da :

$$[64] \qquad T_m \left(T_d + \frac{1}{T_d} \right) = 2 \; ;$$

ricordando le definizioni dei simboli si vede che (fig. 28) deve essere :

$$T_a + T_b = 2\, T \, .$$

K_a è invece il coefficiente già studiato e per piccole profondità di modulazione, quali sono quelle per cui si esegue la prova, dipende quasi esclusivamente da φ_d; esso è sempre minore di 1 e, nelle condizioni indicate, praticamente eguale ad 1 per φ_d minore di 15° circa.

Ricordando ora tutta la discussione fatta sulla distorsione della modulazione nella trasmissione attraverso a circuiti oscillatori, si può concludere che, per avere una buona sovrapponibilità tra la curva teorica di selettività e quella pratica, è necessario e sufficiente che siano soddisfatte le seguenti due condizioni :

1°) La frequenza di modulazione del segnale applicato deve essere piccola rispetto alle frequenze di smorzamento dei circuiti oscillatori; allora φ_d è piccolo e quindi K_a praticamente 1.

2°) Prendendo sulla curva di selettività due punti distanti 0,8 kHz e congiungendoli, la corda deve praticamente coincidere con la curva stessa; allora anche il secondo termine della [63] è corretto. Questa seconda condizione, ricordando le considerazioni svolte nel § 3, può essere considerata come un'espressione più severa della prima; essa è utile, permettendo di valutare, con un semplice sguardo alla curva pratica di selettività, l'errore commesso in vari punti, ed è inoltre in parte diversa dalla precedente nel caso di molti circuiti accordati.

Nei ricevitori oggi in uso, escludendo i tipi « Stenodo » e simili, si può ammettere che le due condizioni indicate siano soddisfatte e che l'errore introdotto sia minore od al limite eguale agli altri errori sperimentali; in casi dubbi può eventualmente convenire ripetere la prova con frequenza di modulazione minore; allora gli errori vengono sensibilmente ridotti e la conseguente deviazione della curva di selettività viene messa in evidenza; si può ritenere di avere ottenuta una curva di selettività abbastanza esatta quando, abbassando ulteriormente la frequenza di modulazione, non si hanno più modificazioni sensibili della curva.

5. - Conclusioni.

I risultati dello studio precedente si possono riassumere in breve nella seguente maniera:

1. — L'insieme delle due bande laterali e della portante può rappresentare un segnale con pura modulazione di ampiezza solo se sono soddisfatte due condizioni supplementari (eguale ampiezza delle bande laterali e differenze di fase eguali ed opposte rispetto alla portante).

2. — Nel caso generale, oltre ai tre parametri della fondamentale (ampiezza, fase e frequenza) e della frequenza e fase di modulazione, sono necessari tre parametri (al posto della semplice profondità di modulazione m) per individuare il tipo della modulazione. I parametri qui scelti sono la profondità di modulazione m, la dissimmetria d/m e lo sfasamento φ_d; essi sono anche gli elementi caratteristici (semiassi ed inclinazione degli assi) dell'ellisse di modulazione.

3. — Con i parametri precedenti è possibile ottenere sotto una forma abbastanza semplice le espressioni dei valori istantanei della modulazione di ampiezza e fase.

4. — L'espressione della modulazione di ampiezza è particolarmente importante in quanto esprime anche la corrente di uscita di un rivelatore lineare a cui venga applicato il segnale complesso.

5. — L'espressione della modulazione di ampiezza è stata sviluppata in serie di Fourier ricorrendo alla serie binomiale ed arrestandosi ai termini di quarto grado in m e d; la serie è soddisfacente per profondità di modulazione sino a circa il 70 %.

6. — Per mezzo della serie precedente sono state calcolate la distorsione armonica e l'intensità complessiva di uscita; l'intensità di uscita per dissimmetria d/m e sfasamento φ_d piccoli è circa proporzionale alla profondità di modulazione m; diminuisce lentamente col crescere della dissimmetria d/m e rapidamente con lo sfasamento φ_d; la distorsione armonica ha comportamento analogo: è nulla per pura modulazione di ampiezza, assume valori relativamente modesti col variare della dissimmetria d/m e valori molto forti con l'aumento dello sfasamento φ_d; tanto la distorsione armonica quanto la diminuzione della resa a frequenza acustica si aggravano rapidamente, a pari altre condizioni, col crescere della profondità di modulazione m.

7. — Le formule e le tabelle date sono state applicate alla rapida soluzione di casi semplici e sono state studiate alcune particolarità di funzionamento dei rivelatori lineari.

8. — Sono stati definiti sei parametri per caratterizzare la trasmissione di un segnale modulato attraverso ad una rete lineare.

9. — E' stata esaminata in particolare la trasmissione attraverso ad un circuito oscillatorio. Per caratterizzarne le perdite è stata scelta una particolare quantità dipendente dalle costanti del circuito, la quale è stata denominata frequenza di smorzamento. Si è mostrato che, se la frequenza di modulazione è piccola rispetto alla frequenza di smorzamento, non si ha deformazione sensibile; se è comparabile, dissintonizzando si ha una dissimmetria d/m sensibile ma uno sfasamento φ_d piccolo; se infine è grande, dissintonizzando si ha uno sfasamento φ_d dapprima assai notevole, che in seguito diminuisce mentre predomina l'effetto della dissimmetria d/m.

10. — L'analisi precedente è stata applicata ai ricevitori per radiodiffusione che nella parte a radiofrequenza possono essere assimilati a catene di circuiti risonanti in cascata; sono state esaminate le cause di distorsione, cioè la dissimmetria intrinseca del ricevitore (trasmissione ineguale delle due bande laterali del segnale su cui è accordato) e la dissintonia, e ne è stata valutata l'importanza; si è giunti alla conclusione che per i ricevitori oggi in uso, dato il valore relativamente grande delle frequenze di smorzamento, la distorsione è normalmente piccola; essa ha invece grande importanza in ricevitori speciali del tipo « Stenodo », o quando si voglia ampliare la gamma delle frequenze di modulazione trasmesse (ricevitori ad alta qualità di riproduzione o per televisione).

11. — E' stata infine esaminata l'attendibilità della prova normale di selettività e si è mostrato che in condizioni ordinarie essa fornisce con sufficiente approssimazione la curva di risonanza della parte ad alta frequenza del ricevitore.

BIBLIOGRAFIA

a) R. L. V. HARTLEY: Relazioni fra portante e bande laterali nelle radio trasmissioni - Proc. I. R. E., 1923, XI, p. 34.

b) Brevetto tedesco n. 314.530, 30 giugno 1928, Siemens Halske A. G. - W. E. a. E. W., 1931, VIII, p. 288.

c) F. E. TERMAN: Rivelazione lineare di segnali ricevuti con eterodina - Electronics, 1930, I, p. 386.

d) F. M. COLEBROOK: Analisi armonica dell'inviluppo di un segnale ricevuto con eterodina - W. E. a. E. W., 1932, IX, p. 195.

e) F. M. COLEBROOK: La realtà fisica delle bande laterali - W. E. a. E. W., 1931, VIII, p. 4.

f) R. H. LANGLEY: Un esame della selettività - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 657.

g) M. V. CALLENDAR: Problemi nella ricezione selettiva - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 1427.

h) S. TAKAMURA: Le caratteristiche dei radioricevitori riferite ai coefficienti di banda laterale in un circuito risonante - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 1774.

i) H. RODER: Alcune osservazioni sulla demodulazione - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 1946.

APPENDICE

Nelle tabelle seguenti è dato lo sviluppo in serie di Fourier dell'inviluppo del segnale modulato; si riportano (per determinati valori di φ_d in gradi) i singoli coefficienti di una espressione del tipo:

$$[65] \quad y_0 - y_1 \operatorname{sen} \omega_1 t + y'_1 \cos \omega_1 t - y_2 \operatorname{sen} 2\omega_1 t + y'_2 \cos 2\omega_1 t - y_3 \operatorname{sen} 3\omega_1 t + y'_3 \cos 3\omega_1 t - y_4 \operatorname{sen} 4\omega_1 t + y'_4 \cos 4\omega_1 t ,$$

ed inoltre sono riportate le seguenti quantità:

$Y_1 = \sqrt{y_1^2 + y'^2_1}$ ampiezza della fondamentale,

$Y_2 = \sqrt{y_2^2 + y'^2_2}$ ampiezza della seconda armonica,

$Y_a = \sqrt{Y_1^2 + Y_2^2 + y_3^2 + y'^2_3 + y_4^2 + y'^2_4}$ ampiezza equivalente complessiva delle componenti alternative,

$K_1 = \dfrac{Y_1}{m}$ coefficiente di rettificazione per la fondamentale,

$K_a = \dfrac{Y_a}{m}$ coefficiente di rettificazione complessivo,

$D\,\% = 100\,\dfrac{\sqrt{Y_2^2 + y_3^2 + y'^2_3 + y_4^2 + y'^2_4}}{Y_a}$ percentuale di armoniche.

Cambiando segno a φ_d o d/m, lo cambiano y_1, y_2, y_3, y_4. S'è già visto come la variazione di φ_d possa contenersi entro l'intervallo da 90° a — 90°; volendo però egualmente estendere l'intervallo, le modificazioni sono ovvie riferendosi alla formula [24].

TABELLA I.

$m = 0{,}3$ $\qquad d = 0$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1.0000	1,0016	1,0059	1.0116	1.0170	1,0208	1,0222
$y'_1 = Y_1$	0.3000	0,2893	0.2578	0.2084	0,1462	0,0755	0,0000
$y'_2 = Y_2$	0,0000	0,0016	0.0060	0,0117	0.0170	0,0207	0,0221
y'_3	0.0000	0,0002	0,0007	0,0012	0,0013	0,0008	0,0000
y'_4	0,0000	0,0000	0.0001	0.0001	0,0000	−0,0001	−0,0001
Y_a	0.3000	0,2893	0,2579	0.2087	0.1472	0,0783	0,0221
K_1	1.0000	0,964	0.859	0,695	0.487	0,252	0,000
K_a	1.0000	0.964	0.859	0,696	0.491	0,261	0,074
$D\%$	0.0000	0.56	2,34	5,7	11.6	26,5	100,0

TABELLA II.

$m = 0{,}3$ $\qquad d = 0{,}25\ m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,0014	1,0029	1.0069	1,0121	1.0173	1,0209	1.0222
y_1	0.0000	0,0198	0.0380	0,0532	0,0648	0.0718	0,0742
y'_1	0,2998	0.2890	0,2576	0,2086	0,1463	0,0753	0,0000
y_2	0,0000	0,0029	0,0050	0,0055	0.0047	0,0026	0,0000
y'_2	−0,0014	0,0003	0,0049	0,0109	0,0166	0,0206	0,0220
y_3	0,0000	0,0004	0.0006	0,0005	0,0001	−0,0003	−0,0004
y'_3	0,0002	0,0000	−0,0003	−0,0012	−0.0013	−0,0009	0.0000
y_4	0,0000	−0,0001	−0,0001	0,0001	0.0002	0,0002	0,0000
y'_4	0,0000	0,0000	0.0001	0,0001	0.0000	−0,0001	−0,0002
Y_1	0,2998	0,2897	0,2788	0,2153	0.1600	0.1040	0,0742
Y_2	0,0014	0,0029	0,0070	0,0122	0,0172	0,0208	0,0220
Y_a	0,2998	0,2897	0,2788	0,2156	0.1610	0,1061	0.0774
K_1	0,999	0.966	0,929	0,718	0.533	0,347	0,247
K_a	0,999	0,966	0,929	0,719	0,537	0.354	0,258
$D\%$	0,47	1,02	2.53	5,63	10.8	19,7	28,5

TABELLA III.

$m = 0,3$ $d = 0,5\,m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,0057	1,0069	1,0100	1,0143	1,0183	1,0213	1,0222
y_1	0,0000	0,0394	0,0756	0,1062	0,1293	0,1435	0,1483
y'_1	0,2992	0,2885	0,2574	0,2088	0,1167	0,0756	0,0000
y_2	0,0000	0,0059	0,0099	0,0111	0,0092	0,0052	0,0000
y'_2	−0,0055	−0,0035	0,0017	0,0087	0,0155	0,0203	0,0220
y_3	0,0000	0,0009	0,0012	0,0007	−0,0001	−0,0013	−0,0017
y'_3	0,0008	0,0004	−0,0005	−0,0015	−0,0018	−0,0012	0,0000
y_4	0,0000	−0,0001	−0,0001	0,0000	0,0002	0,0002	0,0000
y'_4	−0,0001	0,0000	0,0001	0,0002	0,0001	−0,0001	−0,0003
Y_1	0,2992	0,2912	0,2684	0,2343	0,1955	0,1622	0,1483
Y_2	0,0055	0,0069	0,0100	0,0141	0,0180	0,0210	0,0220
Y_a	0,2992	0,2913	0,2686	0,2347	0,1964	0,1636	0,1499
K_1	0,997	0,971	0,895	0,781	0,652	0,541	0,494
K_a	0,997	0,971	0,895	0,782	0,655	0,545	0,500
$D\%$	1,84	2,38	3,78	6,07	9,23	12,9	14,7

TABELLA IV.

$m = 0,3$ $d = 0,75\,m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,0129	1,0135	1,0153	1,0177	1,0200	1,0217	1,0224
y_1	0,0000	0,0584	0,1125	0,1585	0,1934	0,2152	0,2225
y'_1	0,2981	0,2877	0,2572	0,2092	0,1474	0,0761	0,0000
y_2	0,0000	0,0084	0,0145	0,0166	0,0142	0,0081	0,0000
y'_2	−0,0125	−0,0101	−0,0036	0,0052	0,0137	0,0197	0,0220
y_3	0,0000	0,0016	0,0021	−0,0002	−0,0019	−0,0025	−0,0025
y'_3	0,0019	0,0012	−0,0003	−0,0025	−0,0017	−0,0017	0,0000
y_4	0,0000	−0,0003	−0,0003	0,0000	0,0004	0,0003	0,0000
y'_4	−0,0003	−0,0001	0,0002	0,0004	0,0002	−0,0002	−0,0004
Y_1	0,2981	0,2936	0,2809	0,2625	0,2432	0,2283	0,2225
Y_2	0,0125	0,0131	0,0149	0,0174	0,0197	0,0213	0,0220
Y_a	0,2984	0,2939	0,2811	0,2630	0,2440	0,2293	0,2236
K_1	0,993	0,979	0,936	0,875	0,811	0,761	0,742
K_a	0,995	0,980	0,937	0,877	0,813	0,764	0,745
$D\%$	4,23	4,54	5,37	6,70	8,17	9,40	9,95

TABELLA V.

$m = 0{,}5$ $d = 0$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1.000	1,005	1,018	1,034	1,048	1,056	1,060
$y'_1 = Y_1$	0,500	0,478	0,421	0,336	0,232	0.118	0,000
$y'_2 = Y_2$	0.000	0,005	0,018	0,034	0,048	0.056	0,058
y'_3	0.000	0,001	0,003	0,006	0,006	0,004	0,000
y'_4	0.0000	0,0002	0.0007	0,0007	0.0002	−0,0006	−0,0010
Y_a	0,500	0,478	0,421	0,338	0,237	0,131	0.059
K_1	1,000	0,956	0,842	0,672	0,464	0,236	0,000
K_a	1,000	0,956	0,842	0,676	0,474	0 262	0.117
$D\%$	0,06	1,11	4,42	10,3	20,3	42,4	100,0

TABELLA VI.

$m = 0{,}5$ $d = 0{,}25\ m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1.0041	1,0086	1,0205	1,0352	1,0484	1,0569	1,0598
y_1	0,0000	0,0340	0,0647	0,0895	0,1073	0,1177	0,1211
y'_1	0,4990	0,4792	0,4227	0,3373	0,2330	0,1186	0,0000
y_2	−0,0037	0,0016	0,0153	0.0320	0,0465	0,0556	0.0586
y'_2	0.0000	0,0078	0,0140	0,0151	0,0121	0,0065	0,0000
y_3	0,0000	0,0019	0,0028	0,0022	0,0005	−0.0012	−0,0020
y'_3	0,0010	−0,0002	−0,0013	−0,0055	−0.0061	−0,0040	0,0000
y_4	0,0000	−0.0009	−0,0007	0,0005	0.0015	0,0014	0,0000
y'_4	−0.0002	0.0001	0.0008	0,0010	0,0003	−0,0007	−0,0012
Y_1	0,4990	0,4904	0.4276	0,3490	0,2565	0,1671	0,1211
Y_2	0.0037	0,0080	0,0207	0,0354	0.0480	0,0560	0,0586
Y_a	0.4991	0,4905	0,4282	0,3508	0,2611	0,1763	0,1346
K_1	0,998	0,981	0,855	0,698	0,513	0,334	0,242
K_a	0,998	0,981	0,856	0,702	0,522	0,353	0,269
$D\%$	0.77	1,68	4,92	10,2	18,6	31,9	43,4

TABELLA VII.

$m = 0,5$ $d = 0,5\ m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,0164	1,0199	1,0290	1,0496	1,0511	1,0581	1,0605
y_1	0,0000	0,0670	0,1277	0,1775	0,2135	0,2351	0,2422
y'_1	0,4961	0,4770	0,4220	0,3383	0,2349	0,1167	0,0000
y_2	0,0000	0,0176	0,0287	0,0301	0,0234	0,0123	0,0000
y'_2	-0,0146	-0,0088	0,0064	0,0256	0,0431	0,0547	0,0586
y_3	0,0000	0,0041	0,0056	0,0035	-0,0004	-0,0059	-0,0078
y'_3	0,0039	0,0020	-0,0025	-0,0069	-0,0083	-0,0056	0,0000
y_4	0,0000	-0,0011	-0,0010	0,0004	0,0016	0,0015	0,0000
y'_4	-0,0010	-0,0003	0,0011	0,0016	0,0006	-0,0010	-0,0019
Y_1	0,4961	0,4817	0,4409	0,3820	0,3174	0,2625	0,2422
Y_2	0,0146	0,0197	0,0294	0,0395	0,0490	0,0561	0,0586
Y_a	0,4963	0,4821	0,4419	0,3842	0,3213	0,2685	0,2493
K_1	0,992	0,963	0,882	0,764	0,634	0,525	0,484
K_a	0,993	0,964	0,884	0,768	0,643	0,537	0,499
$D\%$	3,05	4,20	6,83	10,5	15,4	21,2	24,3

TABELLA VIII.

$m = 0,5$ $d = 0,75\ m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	0,1365	1,0383	1,0433	1,0498	1,0560	1,0603	1,0618
y_1	0,0000	0,0978	0,1874	0,2623	0,3180	0,3520	0,3633
y'_1	0,4912	0,4732	0,4210	0,3400	0,2379	0,1189	0,0000
y_2	0,0000	0,0237	0,0400	0,0446	0,0372	0,0210	0,0000
y'_2	-0,0340	-0,0269	-0,0082	0,0157	0,0380	0,0533	0,0586
y_3	0,0000	0,0074	0,0099	0,0064	-0,0010	-0,0086	-0,0118
y'_3	0,0088	0,0058	-0,0015	-0,0086	-0,0113	-0,0079	0,0000
y_4	0,0000	-0,0025	-0,0022	0,0003	0,0028	0,0026	0,0000
y'_4	-0,0025	-0,0011	0,0016	0,0028	0,0012	-0,0017	-0,0032
Y_1	0,4912	0,4832	0,4608	0,4294	0,3971	0,3715	0,3633
Y_2	0,0340	0,0359	0,0408	0,0473	0,0532	0,0573	0,0586
Y_a	0,4925	0,4846	0,4628	0,4322	0,4009	0,3761	0,3682
K_1	0,982	0,966	0,922	0,859	0,794	0,743	0,726
K_a	0,985	0,969	0,926	0,864	0,802	0,752	0,736
$D\%$	7,16	7,71	9,12	11,25	13,65	15,53	16,2

TABELLA IX.

$m = 0{,}7$ $d = 0$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1.000	1,011	1,038	1,070	1,095	1,104	1,111
$y'_1 = Y_1$	0,700	0.673	0,578	0,446	0,301	0,149	0,000
$y'_2 = Y_2$	0.000	0,012	0,041	0,073	0,095	0,104	0.107
y'_3	0,000	0,003	0,009	0,015	0,016	0,010	0.000
y'_4	0.000	0,001	0,002	0,003	0,001	-0,002	-0,004
Y_a	0,700	0,673	0,579	0,451	0,316	0,182	0.107
K_1	1,000	0,965	0,826	0.637	0,430	0.213	0,000
K_a	1,000	0,965	0,827	0,646	0,452	0,261	0,153
$D\%$	0,00	1,8	7.3	16,4	30,5	57,5	100,0

TABELLA X.

$m = 0{,}7$ $d = 0{,}25\ m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,009	1,018	1.044	1.073	1,096	1,108	1,112
y_1	0.000	0.050	0.094	0,127	0,149	0,161	0.164
y'_1	0,697	0,666	0,577	0,450	0.303	0.151	0,000
y_2	0,000	0.018	0.028	0,029	0.021	0,011	0.000
y'_2	-0,007	0,005	0,035	0,068	0,092	0,104	0.108
y_3	0,000	0,005	0,008	0,006	0,001	-0,003	-0,005
y'_3	0,003	-0,001	-0,004	-0.015	-0.006	-0,004	0.000
y_4	0,000	-0,003	-0,002	0.002	0.006	0,005	0.000
y'_4	-0,001	0,001	0,003	0 004	0.001	-0,003	-0,005
Y_1	0.697	0,668	0.585	0.468	0.338	0,221	0,164
Y_2	0.007	0,019	0.045	0,074	0,094	0.104	0.108
Y_a	0,697	0,668	0,586	0,474	0.351	0,244	0,197
K_1	0,996	0.954	0.836	0.670	0,483	0.316	0,234
K_a	0.996	0,954	0,837	0.677	0.501	0.349	0,281
$D\%$	1,1	2,9	7,8	16,0	26,9	43,2	55.1

TABELLA XI.

$m = 0.7$ $d = 0,50\ m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,034	1,041	1.060	1,082	1,101	1,112	1,115
y_1	0,000	0,097	0,182	0,249	0,295	0,321	0,329
y'_1	0,689	0,660	0,576	0.453	0,309	0,155	0,000
y_2	0,000	0,038	0,059	0.057	0,039	0,018	0,000
y'_2	-0,027	-0,014	0,017	0.054	0,084	0,102	0,108
y_3	0,000	0,011	0.015	0,010	-0,001	-0,016	-0,021
y'_3	0,011	0,006	-0,007	-0,019	-0,023	-0,015	0,000
y_4	0,000	-0,004	-0,004	0,001	0,006	0,006	0,000
y'_4	-0,004	-0,001	0,004	0,006	0,002	-0,004	-0,008
Y_1	0,689	0,667	0,604	0,517	0,427	0,357	0,329
Y_2	0,027	0,041	0,061	0,079	0,093	0,103	0,108
Y_a	0,690	0,668	0,607	0,523	0,438	0,372	0,347
K_1	0,987	0,953	0,863	0,739	0,610	0.510	0,470
K_a	0,987	0.954	0,867	0,747	0,626	0,531	0.496
$D\%$	4.39	6,50	10,6	15,6	21,8	28,6	31.7

TABELLA XII.

$m = 0.7$ $d = 0,75\ m$

φ_a	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,074	1,078	1,087	1,099	1,110	1,117	1,120
y_1	0,000	0,138	0,262	0,363	0,436	0,479	0.493
y'_1	0,676	0,649	0,573	0,458	0,317	0,161	0,000
y_2	0,000	0.047	0,077	0.083	0,067	0,036	0,000
y'_2	-0,064	-0,050	-0.012	0.035	0,074	0,099	0,108
y_3	0,000	0,020	0.027	0,018	-0,003	-0,024	-0.032
y'_3	0,024	0,016	-0,004	-0,024	-0,031	-0,022	0,000
y_4	0,000	-0,010	-0,008	0,001	0,011	0,010	0,000
y'_4	-0,010	-0.004	0,006	0,015	0,005	-0,007	-0,012
Y_1	0,676	0,664	0,630	0,584	0,539	0,505	0.493
Y_2	0,064	0,069	0.078	0,090	0,100	0,105	0,108
Y_a	0,679	0,668	0,636	0,592	0,549	0.517	0,506
K_1	0,966	0,949	0,900	0,834	0,770	0,721	0.704
K_a	0,970	0,954	0,909	0.846	0,784	0,739	0.723
$D\%$	10,2	11.0	13,2	16,1	19.3	21.5	22,6

Tabella XIII.

$m = 1{,}0$ $d = 0$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,000	1,028	1,095	1,160	1,196	1,205	1,203
$y'_1 = Y_1 = K_1$	1,000	0,942	0,783	0,572	0,360	0,168	0,000
$y'_2 = Y_2$	0,000	0,032	0,105	0,172	0,199	0,195	0,188
y'_3	0,000	0,008	0,027	0,044	0,047	0,030	0,000
y'_4	0,000	0,004	0,011	0,012	0,003	−0,010	−0,016
$Y_a = K_a$	1,000	0,943	0,790	0,599	0,414	0,259	0,189
$D\%$	0,00	3,6	13,8	29,8	49,5	76,5	100,0

Tabella XIV.

$m = 1{,}0$ $d = 0{,}25\ m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,019	1,045	1,105	1,165	1,199	1,207	1,207
y_1	0,000	0,078	0,142	0,186	0,209	0,217	0,219
y'_1	0,992	0,936	0,783	0,578	0,364	0,172	0,000
y_2	0,000	0,043	0,063	0,054	0,031	0,011	0,000
y'_2	−0,012	0,020	0,093	0,161	0,193	0,193	0,188
y_3	0,000	0,015	0,022	0,017	0,004	−0,010	−0,016
y'_3	0,008	0,002	−0,010	−0,044	−0,049	−0,032	0,000
y_4	0,000	−0,014	−0,012	0,007	0,024	0,022	0,000
y'_4	−0,004	0,002	0,012	0,015	0,005	−0,012	−0,020
$Y_a = K_a$	0,992	0,941	0,804	0,633	0,466	0,340	0,290
$Y_1 = K_1$	0,992	0,940	0,796	0,607	0,420	0,277	0,219
Y_2	0,012	0,047	0,112	0,170	0,195	0,194	0,188
$D\%$	1,52	5,39	14,7	28,0	43,6	58,2	65,6

TABELLA XV.

$m = 1,0$ $d = 0,50\ m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,075	1,093	1,136	1,180	1,208	1,217	1,219
y_1	0,000	0,147	0,272	0,359	0,409	0,432	0,438
y'_1	0,969	0,918	0,778	0,586	0,379	0,183	0,000
y_2	0,900	0,095	0,134	0,106	0,649	0,011	0,000
y'_2	-0,047	-0,017	0,056	0,129	0,173	0,187	0,188
y_3	0,000	0,033	0,045	0,029	-0,003	-0,047	-0,063
y'_3	0,031	0,016	-0,020	-0,055	-0,066	-0,045	0,009
y_4	0,000	-0,018	-0,016	0,006	0,026	0,024	0,000
y'_4	-0,017	-0,004	0,017	0,026	0,019	-0,017	-0,031
$Y_1 = K_1$	0,969	0,930	0,825	0,687	0,558	0,470	0,438
Y_2	0,047	0,096	0,145	0,167	0,180	0,187	0,188
$Y_a = K_a$	0,971	0,936	0,839	0,710	0,590	0,510	0,482
$D\%$	6,10	11,3	18,6	25,4	33,0	39,5	41,8

TABELLA XVI.

$m = 1,0$ $d = 0,75\ m$

φ_d	0	15	30	45	60	75	90
y_0	1,161	1,169	1,189	1,211	1,227	1,236	1,238
y_1	0,000	0,200	0,374	0,507	0,595	0,642	0,656
y'_1	0,930	0,888	0,770	0,599	0,403	0,201	0,000
y_2	0,000	0,098	0,153	0,151	0,109	0,053	0,000
y'_2	-0,121	-0,087	-0,004	0,087	0,151	0,180	0,188
y_3	0,000	0,059	9,079	0,051	-0,008	-0,069	-0,094
y'_3	0,071	0,046	0,012	-0,069	-0,091	-0,063	0,000
y_4	0,000	-0,040	-0,035	0,005	0,044	0,043	0,000
y'_4	-0,040	-0,018	0,025	0,046	0,020	-0,028	-0,051
$Y_1 = K_1$	0,930	0,910	0,856	0,784	0,719	0,673	0,656
Y_2	0,121	0,131	0,153	0,174	0,186	0,188	0,188
$Y_a = K_a$	0,941	0,924	0,874	0,810	0,749	0,707	0,691
$D\%$	15,5	17,0	20,2	24,6	28,6	30,6	31,4

TABELLA XVII.

$d = m$

(tabella calcolata con la formula [28])

m	0,3	0,5	0,7	1,0
y_0	1,023	1,064	1,126	1,266
$y'_1 = Y_1$	0,297	0,484	0,657	0,875
$y'_2 = Y_2$	0,022	0,059	0,108	0,188
y'_3	0,003	0,016	0,043	0,125
y'_4	0,001	0,004	0,019	0,078
Y_a	0,297	0,488	0,667	0,907
K_1	0,990	0,968	0,939	0,875
K_a	0,990	0,972	0,955	0,907
$D\%$	7,5	12,5	17,6	26,4

TABELLA XVIII.

$d = m$

(tabella calcolata da Colebrook)

m	0,3	0,5	0,7	1,0
y_0	1,023	1,063	1,124	1,272
$y'_1 = Y_1$	0,297	0,484	0,653	0,850
$y'_2 = Y_2$	0,022	0,058	0,107	0,171
y'_3	0,003	0,015	0,036	0,072
y'_4	0,001	0,004	0,017	0,041
Y_a	0,297	0,488	0,663	0,870
K_1	0,990	0,968	0,953	0,850
K_a	0,990	0,972	0,947	0,870
$D\%$	7,5	12,5	17,2	21,8

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

H. F. HOLLMANN — **Il tubo di Braun per frequenze molto elevate.** (H. F. Techn. u. El. Ak., settembre 1932, XL, 3, pag. 97-103, con 13 fig.).

Nel tubo di Braun un elettrone di carica e, di massa m, avente una velocità longitudinale v_0, per effetto della tensione V applicata alle placche deviatrici (distanti fra loro di a), subisce un'accelerazione g espressa dalla relazione: $g = e\,V/(m\,a)$. Se ne deduce che la traiettoria dell'elettrone è una parabola di equazione:

$$y = \frac{g}{2}\,\frac{x^2}{v_0^2} \quad \text{(fig. 1)}.$$

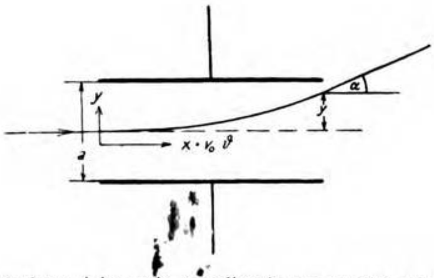


Fig. 1. — Deviazione del raggio catodico in un campo elettrico costante.

La sensibilità statica A_0, definita come $A_0 = \operatorname{tg}\alpha$, è:

$$A_0 = V\,\frac{e\,x}{m\,a\,v_0^2} \quad (x \text{ lunghezza delle placche}).$$

Se la frequenza della tensione applicata V è molto elevata, non si può supporre costante l'accelerazione impressa all'elettrone durante il tempo che impiega a percorrere lo spazio fra le placche deviatrici; l'ac-

Abbreviazioni usate per i titoli di periodici recensiti:

Compt. Rend.: Comptes Rendus Hebdomadaires des Séances de l'Académie des Sciences. — *F. T. M. H*: Funktechnische Monatshefte. — *H. F. Techn. u. El. Ak.*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik. — *Journ. télégr.*: Journal télégraphique. — *P. O. E. E. J.*: The Post Office Electrical Engineers' Journal. — *Telefunken Zeit.*: Telefunken Zeitung. — *T. F. T.*: Telegraphen- und Fernsprech-Technik. — *W. E. a. E. W.*: The Wireless Engineer and Experimental Wireless.

celerazione è allora:

$$g = \frac{e\, v_0}{m\, a} \operatorname{sen} \omega\, (t + \vartheta)$$

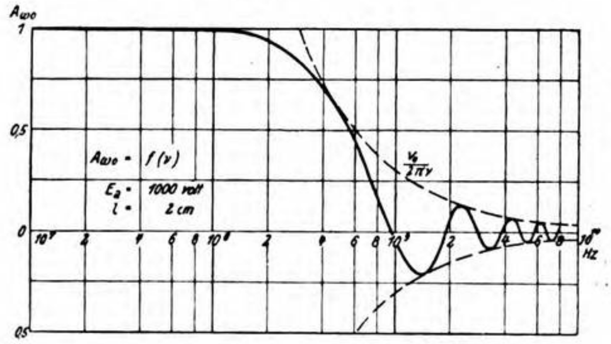


Fig. 2. — Sensibilità di un tubo di Braun in funzione della frequenza.

e la sensibilità, che si può chiamare dinamica, è:

$$A_\omega = A_0 \operatorname{sen} \omega \left(t + \frac{\vartheta}{2} \right) \frac{\operatorname{sen} \frac{\omega\, \vartheta}{2}}{\frac{\omega\, \vartheta}{2}} ,$$

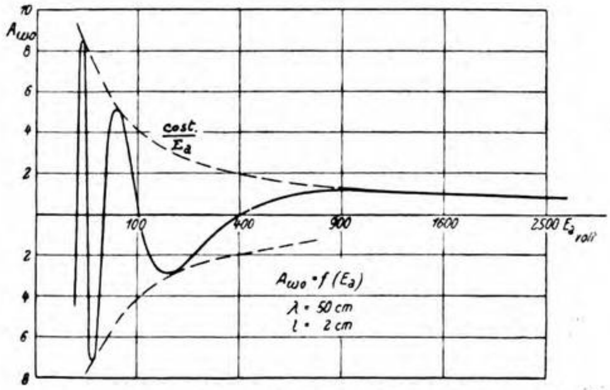


Fig. 3. — Sensibilità in funzione della tensione anodica.

ove si indica con $\vartheta = x/v_0$ il tempo impiegato dall'elettrone a percorrere lo spazio fra le placche deviatrici.

Da questa relazione si traggono interessanti conseguenze:

1°) La sensibilità dinamica è proporzionale a sen $\omega\, t$: il tubo lavora quindi senza distorsioni.

2°) La sensibilità massima che si può avere trascurando lo sfasamento (ponendo cioè $\omega t + (\vartheta/2) = \pi/2$) è:

$$A_{\omega_0} = A_0 \frac{\operatorname{sen} \dfrac{\omega \vartheta}{2}}{\dfrac{\omega \vartheta}{2}} .$$

In fig. 2 è tracciata la relazione fra sensibilità dinamica e frequenza per un normale tubo a bassa tensione: si osserva che la sensibilità, che si mantiene costante fino a frequenze di 10^8 hertz, diminuisce fino ad annullarsi in determinati punti, precisamente per quelle frequenze per cui si ha $\omega\vartheta/2 = k\pi$.

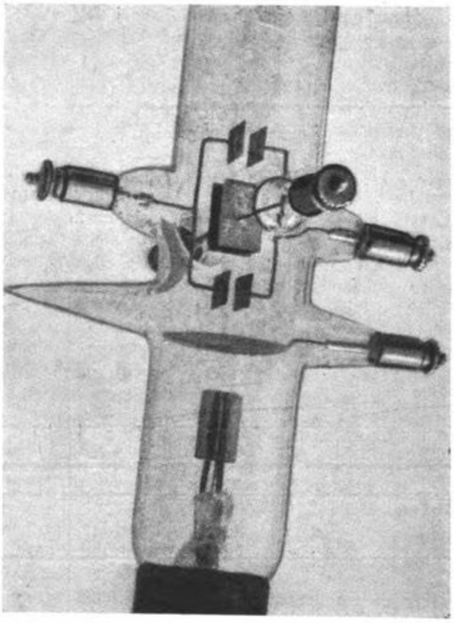


Fig. 4. — Disposizione delle placche nel tubo.

3°) Per una data frequenza e velocità si ha una sensibilità massima per una lunghezza di placche deviatrici eguale a $\pi v_0/\omega$.

4°) Per frequenza costante, la sensibilità è funzione di v_0 e quindi della tensione anodica E_a. In fig. 3 si ha la relazione tra sensibilità e tensione anodica: la sensibilità si annulla per tensioni $E_a = (\omega^2/n^2) \cdot$ cost. $(n = 1, 2, 3, \ldots)$.

Se una stessa tensione si applica poi a due coppie di piacche deviatrici ortogonali fra loro e distanti di d, si ha sullo schermo un'elisse, come se si applicassero alle placche due tensioni sfasate fra loro di

un angolo $\omega\tau$ ove τ è il tempo impiegato dall'elettrone a percorrere la distanza *d*.

Per eliminare questo inconveniente l'A propone la costruzione di un tubo con una coppia di placche suddivisa in due parti in mezzo alle quali si pone l'altra coppia di placche deviatrici; si opera così una compensazione dell'errore di fase (fig. 4). *G. Sac.*

LINEE E CONDUTTURE.

C. F. Street — **Considerazioni sulla costruzione dei cavi telefonici.** (P.O.E.E.J., gennaio 1933, XXV, 4, pag. 289-295, con 6 fig.).

I requisiti elettrici dei moderni cavi telefonici possono essere soddisfatti soltanto con una lavorazione particolarmente precisa ed accurata.

I conduttori, che sono generalmente di rame, affinchè vadano e restino facilmente a posto durante la lavorazione devono essere teneri, perciò il rame deve avere un grado di ricottura giusto ed uniforme. Inoltre i fili devono essere diritti. Fra i vari metodi per togliere le ondulazioni e le piegature, uno abbastanza soddisfacente consiste nel far compiere ai fili due o tre giri intorno ad una puleggia, su cui ne è appoggiata un'altra, che, col suo numero di giri, serve anche a misurare la lunghezza di filo che passa.

Allo scopo di ottenere una capacità il più possibile bassa, si usa come dielettrico l'aria e, per evitare che i conduttori vadano a contatto l'uno coll'altro, vi si interpone della carta (la quale d'altronde è pure un buon dielettrico). Fra i vari tipi di rivestimento, uno attualmente molto usato comprende un filo di cellulosa (diametro circa 0,3 mm), applicato al filo di rame in forma di elica con passo di 8-10 mm, poi un nastro di carta avvolto a spirale in modo da formare un tubo cilindrico (è stato anche proposto di abolire questo nastro). Fra il rame e la carta resta così un'intercapedine d'aria, e fra filo e filo si stabilisce una distanza costante, maggiore di quella che si avrebbe se la carta fosse aderente. Per evitare compenetrazioni è bene che le spirali di filo di cellulosa di conduttori adiacenti siano oblique l'una rispetto all'altra, il che si ottiene avvolgendo le spirali stesse tutte nello stesso senso e non in senso opposto. Per maggiore uniformità è meglio che queste eliche siano a tre capi anzichè ad un solo capo. Si può inoltre ricordare che i 4 conduttori che devono formare una quaterna vanno rivestiti, non solo con « teste a isolare » di eguali dimensioni, ma anzi con la stessa testa a isolare.

Per l'identificazione dei conduttori (identificazione necessaria per le giunzioni) si usava fino a qualche tempo addietro carta a diversi colori: per esempio in una bicoppia, una coppia era azzurra e una bianca, essendo poi i singoli conduttori distinti con fili di cotone diversamente colorato. Questo sistema è ora quasi abbandonato, sia perchè le proprietà meccaniche della carta colorata sono inferiori a quelle della carta di color naturale, e sia perchè si veniva così a dar luogo a sbilanciamenti di capacità. (Per evitare questo inconveniente l'A aveva proposto l'uso di carta bicolorata, cioè a colori diversi sulle due facce, di modo che, pur usando la stessa carta per tutti i fili, si potesse fare la distinzione disponendo verso l'esterno l'una o l'altra faccia). Attualmente si usa di solito carta non colorata, ma con semplici righe ad inchiostro nero o rosso (non da stampa, perchè abbasserebbe molto la resistenza d'isolamento, bensì a base di anilina); inoltre, per evitare squilibri di capacità, una uguale quantità d'inchiostro va su ogni conduttore, solo la disposizione delle righe è diversa.

Con particolare cura e precisione deve poi essere fatta la riu-

nione dei conduttori in coppie e in bicoppie o quaterne. Per formare le quaterne a stella i quattro conduttori vengono cordati intorno a uno spago centrale di cellulosa, che dev'essere un po' meno duro dei fili di cellulosa avvolti intorno ai conduttori, affinchè questi possano bene appoggiarvisi e restare a posto. La riunione è fatta con una macchina fornita di un'apposita testa a riunire, quadrata e girevole, la quale avvolge contemporaneamente intorno alla quaterna anche un filo di cotone per legatura. La tensione dei conduttori che, svolgendosi dalle bobine, vanno alla testa a riunire deve essere mantenuta il più possibile costante, ed a tale scopo è necessario, che la coppia frenante di ogni bobina vada diminuendo via via che la bobina stessa si vuota. Un semplice dispositivo per mantener costante la tensione dei fili è proposto dall'A.

Nella scelta dei passi delle coppie e delle bicoppie bisogna tener conto di due esigenze contrastanti: da un lato sarebbe conveniente che i passi, nel cavo finito, fossero tutti eguali, affinchè tutti i circuiti avessero la stessa capacità (la capacità aumenta sensibilmente al diminuire del passo); d'altro lato però bisogna che i passi delle coppie o bicoppie che nel cavo risultano adiacenti siano diversi, per evitare interferenza (diafonia) fra le comunicazioni dei diversi circuiti. In pratica si usano almeno due diversi passi di binatura o di bicoppiatura, ma in qualche caso bisogna arrivare fino a sette. Per limitare le differenze di capacità che ne conseguono è opportuno adottare passi lunghi (con fili da 0,9 mm un passo di 33 cm va ancora bene), il che ha anche il vantaggio di aumentare la produzione delle macchine bicoppiatrici.

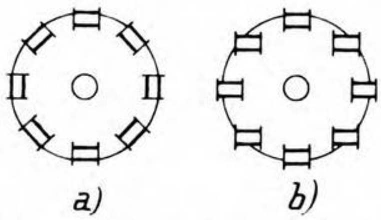


Fig. 1. — Schema di una cordatrice: *a*) a bobine fisse; *b*) a bobine girevoli.

La riunione delle coppie o delle quaterne per formare il cavo si chiama cordatura e può esser fatta con macchine a bobine fisse (s'intende fisse rispetto alla « gabbia » della macchina, che gira) o con macchine a bobine girevoli (fig. 1). Con le macchine del primo tipo le coppie o bicoppie compiono necessariamente un giro intorno al proprio asse ad ogni giro della macchina, così che i passi di binatura o bicoppiatura risultano, secondo il verso di rotazione, allungati o accorciati, con conseguente variazione delle capacità. Ciò invece non avviene con le macchine a bobine mobili, che sono quindi preferite, ma sono anche più costose.

Una questione importante è infine quella del modo di variare degli squilibri di capacità (squilibri che sono, com'è noto, la principale causa di diafonia) al variare della lunghezza del cavo. A questo proposito è bene distinguere gli squilibri dovuti a irregolarità persistenti e sistematiche nella lavorazione (per esempio nel caso che un filo venga coperto con carta più grossa che il vicino, o che sia sempre troppo

teso) da quelli dovuti alle piccole irregolarità normali nelle dimensioni e proprietà della carta, del filo e simili. I primi, che sono i più forti, sono proporzionali alla lunghezza del cavo; gli altri si possono ritenere proporzionali alla radice quadrata della lunghezza, perchè risultano dalla somma algebrica di tanti squilibri elementari, variabili in ampiezza e segno, distribuiti con legge di probabilità sulla lunghezza considerata. In pratica poi si trova che gli squilibri crescono al crescere della lunghezza secondo una funzione compresa fra la radice quadrata e la semplice proporzionalità, e si può dire che in generale corrispondono tanto meglio alla regola della radice quadrata quanto più i cavi sono ben fatti. *F. Ma.*

MATERIALI.

E. Soleri — **I cavi elettrici in alluminio.** (Alluminio, gennaio-febbraio 1933, II, 1, pag. 1-13, con 15 fig.).

Vien passato in rassegna quanto si è fatto e quanto rimane a fare in materia di impiego dell'alluminio nella costruzione dei cavi elettrici.

Nel campo dei cavi telefonici sotto piombo, con l'impiego di conduttori in alluminio, volendo serbare immutate la resistenza e la capacità di questi, il cavo può raggiungere dimensioni ingombranti. Inoltre, dal punto di vista economico, il costo della guaina di piombo, che ha spesso nel costo totale del cavo un'importanza notevole, neutralizza il tornaconto che l'impiego di conduttori in alluminio può presentare.

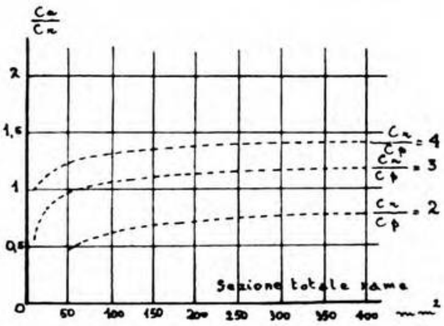


Fig. 1. — Linee di eguale costo dei cavi con conduttori in alluminio e con conduttori in rame.

Nella fig. 1 sono state tracciate alcune « curve di egual costo », riportando, in funzione della sezione complessiva dei conduttori telefonici, i valori del rapporto che deve esistere tra il prezzo C_a dell'alluminio e quello C_r del rame per avere un eguale costo del cavo. Poichè tale rapporto è anche funzione del costo del piombo, le curve sono state tracciate nelle ipotesi che il rapporto fra i prezzi del rame e del piombo assumesse i valori $C_r/C_p = 2, 3, 4$. Dalle curve si rileva che, allo stato attuale del mercato dei metalli, l'impiego dell'alluminio in tale genere di cavi non è vantaggioso.

In alluminio può costruirsi la guaina di protezione dei cavi telefonici aerei o sotterranei, traendo profitto della leggerezza ed elasticità del materiale; possono impiegarsi guaine continue (canne cilindriche) o fasciature a spirale. In ogni caso la elevata conducibilità dell'alluminio esterno ridurrebbe i disturbi dovuti alle induzioni sui fili tele-

fonici per parte di vicine linee di trasporto di energia. Difficoltà tecnologiche impediscono ancora l'applicazione su vasta scala di tal genere di rivestimenti.

Altro impiego possibile (e previsto nello studio del cavo telefonico transatlantico) si ha costituendo, mediante profilati di alluminio a sezione cuneiforme, una corda chiusa cava, che contenga, proteggendoli dalla pressione delle profondità marine, i conduttori telefonici isolati in carta e aria secca (fig. 2). Con la introduzione di un'armatura di fili di ferro il cavo, senza perdere sensibilmente in leggerezza, acquista notevole resistenza alla trazione.

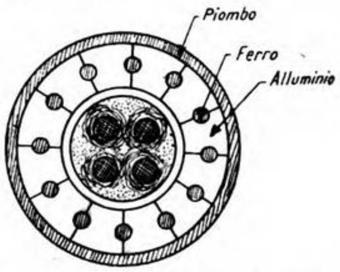


Fig. 2. — Armatura interna in alluminio per cavo telefonico sottomarino per grandi profondità.

Tanto per questi, quanto per altri impieghi nell'industria dei cavi e dei conduttori elettrici, difficoltà di vario genere, economiche e tecniche, impediscono ancora che l'uso dell'alluminio si estenda quanto sembrerebbe logico attendersi. *M. F.*

MISURE.

T. P. HOAR — **Uso di triodi e tetrodi per la misura di piccole tensioni continue.** (W. E. a. E. W., gennaio 1933, X, 112, pag. 19-25, con 11 fig.).

L'impiego per la misura di tensioni continue di un triodo in cui la tensione da misurare viene applicata al circuito di griglia e la corrente anodica corrispondente viene letta in un galvanometro inserito nel circuito anodico, pur costituendo nella maggior parte dei casi un conveniente voltmetro a lettura diretta ed a bassissimo consumo, può tuttavia risultare poco sensibile (limite normale 6 mV) e di consumo ancora troppo rilevante ($2,5 \cdot 10^{-6}$ A) quando si tratti di misurare tensioni molto piccole o f. e. m. di apparecchi ad alta resistenza interna ($10^8\ \Omega$). Vengono considerate quindi le varianti del metodo più opportune per i varii casi, in relazione principalmente alla sensibilità, al consumo ed alla costanza della taratura.

A parte l'impiego di uno o più stadi amplificatori con accoppiamento a resistenza, un rilevante aumento di sensibilità si ottiene rinunziando alla lettura diretta e ricorrendo a metodi di zero. Sono indicati due di tali metodi dovuti a Morton (sensibilità 0,1 mV). Gli stessi metodi consentono, a scapito però della sensibilità, di ridurre il consumo, o ricorrendo a triodi normali opportunamente polarizzati (corrente di griglia 10^{-12} A), o a triodi speciali (Harrison) con griglia esterna rispetto all'anodo, bassa tensione anodica ed isolamento speciale dei reofori (corrente di 10^{-14}, 10^{-15} A).

Vengono esaminate le cause che rendono instabile lo zero dello

strumento (variazione di tensione delle batterie di alimentazione) ed indicati i procedimenti di vari autori per ridurre l'inconveniente, nonchè un tipo di compensazione atto ad ottenere una particolare stabilità di zero. E' fatto cenno dell'utilità dell'impiego dei tetrodi nei riguardi sia della sensibilità sia del basso consumo che con essi si ottiene. Vengono indicati infine i principali criteri tecnici per l'uso dei metodi descritti. L'articolo è completato da un quadro riassuntivo dei varii metodi e delle caratteristiche d'impiego di ciascuno di essi. Segue un'ampia bibliografia relativa all'argomento trattato. *g. a.*

RICEVITORI.

F. M. Colebrook — **Teoria e tecnica per la correzione della distorsione dovuta all'attenuazione delle bande laterali (" tone correction "). (W. E. a. E. W., gennaio 1933, X, 112, pag. 4-12, con 10 fig.).**

Il dispositivo di correzione che viene esaminato deve servire a compensare l'attenuazione delle bande laterali di frequenza, che si verifica nei ricevitori ad alta selettività per effetto dell'acutezza della curva di risonanza.

Indicando con l'unità la massima ampiezza di questa, l'ampiezza per una frequenza di n hertz fuori della risonanza è $1/f(n)$: occorre quindi, per un'esatta compensazione, disporre di un'amplificazione su frequenze acustiche che sia proporzionale ad $f(n)$ per la frequenza n.

Considerate in linea teorica le caratteristiche che un tale stadio di amplificazione a frequenza acustica deve avere per compensare l'attenuazione nei vari casi generali (unico circuito a radiofrequenza con basso decremento, circuiti sintonizzati multipli, limitazione della gamma acustica entro limiti voluti) viene indicato il tipo base di circuito per la compensazione ed i criterii per dimensionarne gli elementi. Il dispositivo consiste principalmente in una induttanza ed una resistenza inserite nel circuito anodico di un tubo amplificatore di bassa frequenza, così da avere un'amplificazione variabile con la frequenza n. Mediante capacità in parallelo con tale sistema è possibile ottenere una più rapida variazione dell'amplificazione con la frequenza così da ottenere la compensazione anche quando l'attenuazione è dovuta a circuiti a radiofrequenza molto selettivi.

Vengono esaminate le varianti del circuito fondamentale per i varii casi e riportate alcune caratteristiche rilevate sperimentalmente in conferma alla teoria. Segue l'esame delle varie cause di distorsione che il sistema potrebbe introdurre, e cioè distorsioni dovute alla curvatura della caratteristica di amplificazione nello stadio correttore, o alla dissimmetria nella curva di risonanza dei circuiti a radiofrequenza o, infine, alla curvatura della caratteristica del tubo impiegato nello stadio di correzione. Quest'ultima causa è quella più preoccupante; dai dati sperimentali che sono riportati viene dimostrato però, che la distorsione introdotta può essere contenuta entro limiti tollerabili (meno del 5 %) limitando la tensione di uscita dello stadio correttore ad un massimo di 2 V. *g. a.*

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

E. H. Jolley — **Distorsione dei segnali nei circuiti telegrafici. (P. O. E. E. J., gennaio 1933, XXV, 4, pag. 259-265, con 6 fig.).**

Un segnale telegrafico è normalmente composto di uno o più elementi, i quali sono positivi e negativi nei sistemi funzionanti a doppia corrente, sono positivi (o negativi) e zero nei sistemi a corrente unica, mentre nei sistemi a frequenza acustica sono distinti da com-

pleta emissione e completa soppressione della frequenza stessa. Questi elementi non hanno tutti la stessa durata, ma comunemente gli elementi lunghi sono multipli semplici dell'elemento più breve, detto elemento « unità ». Secondo una proposta convalidata dal C. C. I. T. (1929), si dice che una trasmissione telegrafica ha una velocità di N « baud » quando la durata dell'elemento unità è $1/N$ secondi.

L'apparecchio telegrafico ricevente è sempre (salvo il caso di linee brevissime) azionato dai segnali in arrivo con l'intermediario di un relè. Per le ragioni in seguito esposte, il segnale emesso dal relè ricevente non è una riproduzione fedele del segnale immesso nell'apparecchio trasmittente all'altra estremità della linea, ma alcuni elementi risultano allungati ed altri accorciati. La differenza fra l'elemento più lungo e il più breve, misurata in secondi, dicesi « invadenza » (*empiètement*); mentre si chiama « distorsione » il rapporto fra l'invadenza e la durata dell'elemento unità, cioè il prodotto fra l'invadenza (in secondi) e la velocità di trasmissione o manipolazione (in baud). La distorsione è sovente espressa in percento.

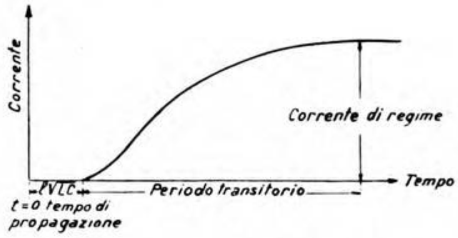


Fig. 1. — Curva di arrivo tipica.

Le diverse cause di distorsione dei segnali, alcune sistematiche, altre fortuite, che esistono nei vari sistemi telegrafici, sia a corrente continua, sia a frequenza acustica, vengono classificate e brevemente esposte dall'A, che si propone anche di determinare in modo generale il grado di efficienza di ogni circuito telegrafico, tenendo conto sia della linea, sia degli apparecchi terminali, indipendentemente dal sistema di trasmissione.

Considerando, in particolare, i fenomeni di propagazione dei segnali telegrafici lungo una linea, si vede che una delle principali cause di distorsione è data dal carattere « transitorio » di tali fenomeni. Com'è noto, quando al principio di una linea viene bruscamente applicata una tensione continua di dato valore, si riceve all'altro estremo una corrente variabile nel tempo secondo una « curva di arrivo » (fig. 1) ben lontana dalla forma rettangolare. Osservando la fig. 2, si può avere un'idea del modo come la sovrapposizione delle curve di arrivo, corrispondenti a una serie di segnali rettangolari alternativi di eguale lunghezza, dia luogo a una corrente ricevuta avente forma alternativa regolare solo per una frazione del tempo totale in cui dura la ricezione.

Diversi metodi sono stati sviluppati per mettere in relazione l'efficienza e la velocità di manipolazione con le curve d'arrivo e la forma dei segnali ricevuti, forma che, ad ovviare le notevoli difficoltà matematiche, può anche essere rilevata oscillograficamente su linee artificiali appositamente costruite. L'A propone invece un metodo basato sulla nota teoria della propagazione di una corrente alternativa in con-

dizioni di regime. L'esistenza di una certa analogia, in qualche caso particolare, fra l'equazione:

$$I = (E/Z_0)\, e^{-(\beta + j\alpha)l} \;,$$

che rappresenta le condizioni di regime, e le formule pratiche dei telegrafisti (in particolare si osserva che $\beta\, l$ ed $\alpha\, l$ sono proporzionali a $\sqrt{k}$, dove k è la costante della nota legge di Lord Kelvin:

$$N = 2\, f_{\max} = k/(C\, R\, l^2),$$

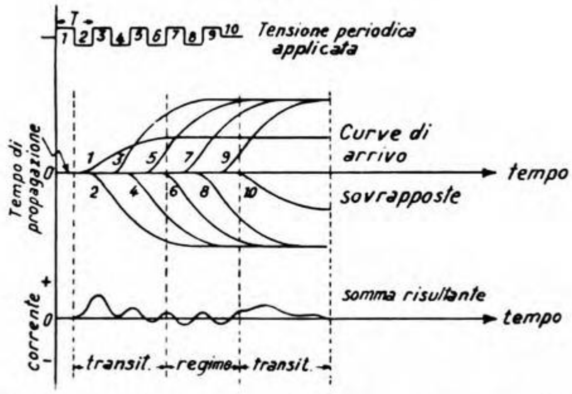


Fig. 2. — Sovrapposizione delle curve di arrivo, che mostra il sorgere e lo spegnersi dei transitori.

che dà la massima velocità di trasmissione in baud) suggerisce, secondo l'A, l'opportunità di applicare le relazioni valide a regime anche nei casi più complicati, in cui, per una presenza di riflessioni od altro, non è stato finora possibile ottenere risultati pratici con altri metodi.

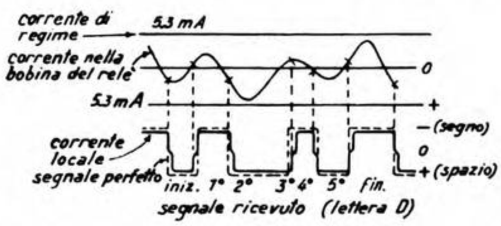


Fig. 3. — Funzionamento del relè ricevente con segnali distorti (sistema telestampante).

Da questo punto di vista si può prendere in considerazione il problema della pupinizzazione delle linee telegrafiche, problema che però si presenta un po' diverso da quello delle linee telefoniche, dato che le frequenze in gioco con i sistemi telegrafici a corrente continua sono tutte quelle comprese fra 0 e 35-40 hertz circa (per il modo com'è definito 1 baud = 1 semiperiodo della frequenza massima).

Il relè ricevente ha lo scopo, non solo di fornire l'energia necessaria ad azionare il meccanismo del ricevitore, ma anche di ridare al segnale in arrivo la sua forma « rettangolare » (fig. 3). Esso però introduce a sua volta una distorsione, perchè, come si vede nella figura, la sua azione non interviene sempre in corrispondenza di un valore fisso e determinato della corrente in arrivo. Questo effetto, dovuto probabilmente a isteresi dei nuclei e dell'armatura ed anche a correnti parassite, può essere efficacemente corretto col dispositivo vibrante di Gulstad [1]; mentre l'uso di altri circuiti correttori (derivazione magnetica, condensatore derivato, e così via) ha piuttosto lo scopo di ridurre la distorsione combinata della linea e del relè. *F. Ma.*

TRASFORMATORI.

P. Oehlen — **Condizioni tedesche di accettazione dei trasformatori ad anello per lunghe linee telefoniche.** (T. F. T., settembre 1931, XX, 9, pag. 277-288, con 18 fig.).

L'Amministrazione delle Poste tedesche ha stabilito i valori limiti delle costanti dei trasformatori per linee telefoniche, perchè essi possano esercitare nel modo migliore la loro triplice funzione di:

1°) separare elettricamente le linee telefoniche dai posti di amplificazione;

2°) permettere la formazione dei circuiti virtuali;

3°) consentire l'allacciamento di tronchi di caratteristiche diverse.

Si considera lo schema equivalente di questi trasformatori, e si assumono come costanti di essi: la resistenza r degli avvolgimenti; l'induttanza L; la capacità propria C; l'induttanza di dispersione l; il rapporto di trasformazione u. Vengono indicati i procedimenti da seguire per misurarle.

Il valore dell'attenuazione che compete al trasformatore è dato dalla:

$$b = \log_e \left[1 + \frac{r}{2 R_e} \right] + \log_e \left[1 + j \frac{R_e \left[\omega C_s - 1/(\omega L) \right]}{2} \right]$$

dove R_e è la resistenza esterna, e $C_s = C - l/R_e^2$.

Ponendo la condizione che il primo addendo di b (quello indipendente dalla frequenza) non superi 0,05 neper, e posto $R_e = 800\,\Omega$, si ricava: $r \leq 80\,\Omega$.

Considerazioni basate sulla fedeltà di riproduzione delle basse frequenze portano a determinare il valore minimo $L = \sim 3$ H. La misura di L deve essere eseguita sotto una tensione non superiore a 0,4 V; altrimenti si otterrebbero valori troppo diversi da quelli che si hanno nel funzionamento effettivo.

Passando alle costanti l e C, si dimostra che si dà luogo ad una compensazione tra di esse, quando $l = R_e^2 C$. Conviene però che la induttanza l sia inferiore al valore che si ricava da questa formola, e piccola quanto più è possibile, affinchè le caratteristiche della linea telefonica concordino sufficientemente, entro un vasto campo di frequenze, con le caratteristiche delle linee artificiali usate. Si stabilisce in pratica $l \leq 8$ mH, e si determina il valore minimo della capacità:

$$C_{\min} = l/R_e^2 = 0{,}008\ \mu F\ ,\ \text{per } R_e = 1000\,\Omega.$$

Il valore massimo consentito per la capacità è 0,015 μF, e lo si ottiene

(1) A. F., 1932, I, p. 287.

fissando in 0,005 neper il secondo addendo della formola che dà l'attenuazione.

E' poi descritto il procedimento usato per la misura della simmetria del trasformatore rispetto al suo centro elettrico, al fine di stabilire l'entità delle influenze del circuito reale su quello virtuale. E si discutono infine gli effetti di determinati scarti delle costanti del trasformatore dai valori prescritti. L. Sp.

TUBI ELETTRONICI.

W. Hasenberg — **L'esodo.** (F. T. M. H., maggio 1933, 5, pag. 165-173, con 16 fig.).

Recentemente la Telefunken ha costruito un nuovo tubo elettronico con sei elettrodi (anodo, catodo e quattro griglie), il quale viene allestito in due tipi differenti: come amplificatore ad alta frequenza con regolazione automatica dell'amplificazione e come variatore di frequenza per i ricevitori a supereterodina.

Numerose sono le soluzioni fin qui escogitate per il primo problema, ma in tutti i casi, date le caratteristiche dei tubi esistenti, era necessario far variare entro larghi limiti la tensione di polarizzazione di griglia, ad esempio di 50 V, per ottenere una regolazione dell'amplificazione nella proporzione di 1 a 300 e ciò rendeva necessaria l'aggiunta di un tubo regolatore separato. L'esodo consente invece di ottenere variazioni di amplificazione da 1 a 10.000 facendo variare la tensione regolatrice di 10 V soltanto.

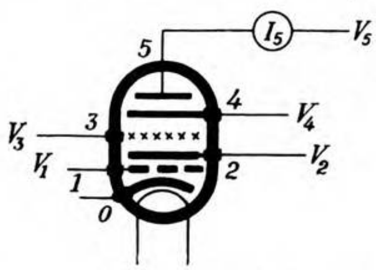


Fig. 1. — Disposizione degli elettrodi nell'esodo: 0 catodo - 1,3 griglie di controllo - 2,4 griglie schermo - 5 anodo.

L'esodo, del quale la fig. 1 rappresenta schematicamente la disposizione degli elettrodi, può essere considerato come l'insieme di due tubi a griglia schermo collegati in serie: il primo ha 0 per catodo, 1 per griglia di controllo, 2 per schermo e 3 per anodo. Il secondo ha 3 per griglia di controllo, 4 per schermo, 5 per anodo e un catodo virtuale, che viene a formarsi fra gli elettrodi 2 e 3. La corrente anodica i_5 dipende dalla tensione v_3 dell'elettrodo 3 e dalla emissione del catodo virtuale, che è a sua volta funzione della tensione v_1 della griglia 1 (fig. 2). Conseguentemente la conduttanza mutua:

$$G_{1,5} = \frac{d\,i_5}{d\,v_1}$$

è funzione di v_1 e v_3 e piccole variazioni della v_3 permettono di ottenere grandi variazioni della pendenza e dell'amplificazione.

In pratica, dato che quando la tensione di entrata è piccola non è necessario che la v_1 sia molto negativa, conviene effettuare la regolazione agendo contemporaneamente tanto su la v_1 quanto su la v_2.

Per poter sfruttare così grandi variazioni dell'amplificazione è necessario che la capacità placca-griglia sia molto piccola (in questo caso è 10^{-3} $\mu\mu F$) ad evitare che il manifestarsi di oscillazioni, in virtù di questo accoppiamento capacitivo, venga ad imporre un limite all'amplificazione.

L'altro tipo di esodo, nelle linee generali simile a quello ora descritto, è stato creato per effettuare, con un solo tubo, il cambio di

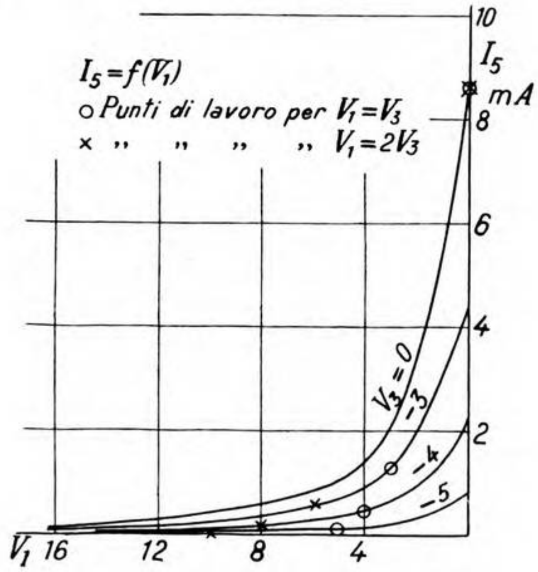


Fig. 2. — Caratteristiche anodiche dell'esodo.

frequenza nei ricevitori che utilizzano tale principio. Con le soluzioni fin qui adottate, mediante l'appropriato impiego di tetrodi e di pentodi, c'era l'inconveniente di una reazione fra il circuito a frequenza locale e quello di entrata, ed inoltre, dato che la frequenza intermedia veniva ottenuta mediante la sovrapposizione e quindi la rivelazione delle due frequenze (locale e di entrata), si aveva una forte produzione di armoniche. Con l'esodo si ottiene la frequenza intermedia per moltiplicazione e senza la necessità di alcuna rivelazione, eliminando così in gran parte le armoniche.

La griglia 4 agisce sulla ripartizione della corrente fra gli elettrodi 3 e 5, nel modo indicato dalla fig. 3. La pendenza della curva $i_3 = f\ (v_4)$ è negativa; quindi un circuito oscillatorio posto in serie con l'elettrodo 3, può divenire sede di oscillazioni. D'altra parte la pendenza $G_{1.5}$ risulta, entro certi limiti, proporzionale alla tensione v_4 del-

l'elettrodo 4, cioè:

$$G_{1,5} = \frac{d\,i_5}{d\,v_1} = k\,v_4$$

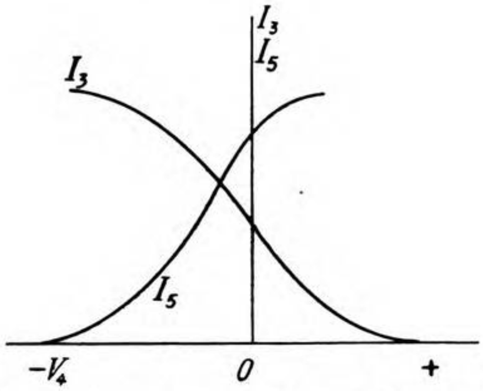


Fig. 3. — Caratteristiche dell'esodo, usato come variatore di frequenza.

e siccome $i_5 = G_{1,5}\, v_1$ si ha in definitiva:

$$i_5 = k\, v_1\, v_4.$$

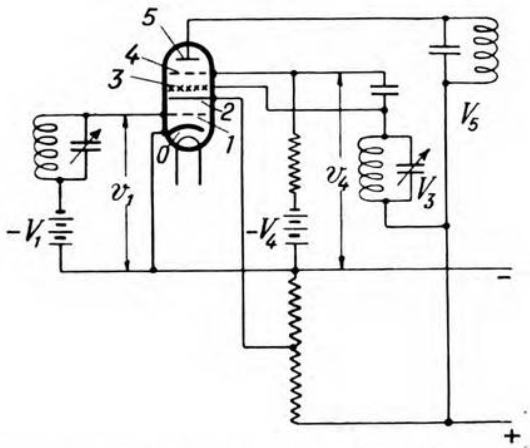


Fig. 4. — Schema di principio per l'uso dell'esodo come variatore di frequenza.

Se $v_1 = V_{1m}$ sen $\omega_1\, t$ e $v_4 = V_{4m}$ sen $\omega_2\, t$, si ha:

$$\begin{aligned} i_5 &= k\; V_{1m}\; V_{4m}\; (\text{sen}\;\omega_1\, t \cdot \text{sen}\;\omega_2\, t) \\ &= k_1\; V_{1m}\; V_{4m}\; [\cos\,(\omega_1 - \omega_2)\; t - \cos\,(\omega_1 + \omega_2)\; t]. \end{aligned}$$

Quindi con un solo tubo è possibile ottenere ad un tempo la produzione della frequenza locale e l'oscillazione a frequenza intermedia. Lo schermo 2 elimina poi ogni reazione fra il circuito di entrata e quello della frequenza locale.

Nella fig. 4 è rappresentato uno schema di principio per l'uso dell'esodo. Il circuito di entrata è collegato alla griglia 1, mentre il circuito accordato sulla frequenza locale è connesso all'elettrodo 3. L'innescamento delle oscillazioni è ottenuto sfruttando la conduttanza mutua negativa $G_{4,3}$; è quindi sufficiente accoppiare l'elettrodo 3 all'elettrodo 4, semplicemente attraverso un condensatore, non essendo necessaria alcuna inversione di fase. La reazione può essere ottenuta anche induttivamente e l'uno o l'altro sistema può essere scelto secondo criteri pratici.

I due tipi di esodi sopra descritti sono attualmente fabbricati con catodo a riscaldamento indiretto: per corrente alternata (4 V; 1,3 A) e per corrente continua (20 V; 0,18 A). Le principali caratteristiche sono le seguenti:

Esodo regolatore	Esodo per cambio di frequenza
$V_5 = 200$ V	$V_5 = V_3 = 200$ V
$V_4 = V_2 = 80$ V	$V_2 = 100$ V
$V_1 = V_3 = -1{,}5 \div 7$ V	$V_4 = -4$ V
$I_5 = 5 \div 0{,}001$ mA	$V_1 = -1{,}5$ V
$R_i = 0{,}5 \div 10$ MΩ	$I_5 = 3$ mA
$G_{1,5} = 2 \div 0{,}001$ millimho.	$I_3 = 8$ mA.

C. Mt.

--- CRONACA TECNICA ---

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

Nel fascicolo dell'ottobre 1933 di *F.T.M.H.* si dà notizia di alcune interessanti ricerche nel campo dell'acustica, svolte recentemente in Germania. Il dott. Meyer in collaborazione con il dott. Cremer ha condotto uno studio sperimentale sulle **proprietà acustiche delle sale rivestite in legno.** E' noto che questi ambienti presentano, sotto tale punto di vista, un comportamento ottimo; l'A ha voluto ricercarne il significato fisico e l'origine.

In una sala siffatta, all'orecchio dell'ascoltatore possono arrivare due onde sonore: l'una direttamente irradiata dalla sorgente generatrice del suono, l'altra irradiata da tutto il rivestimento. Per riconoscere l'influenza di questa sorgente secondaria, sono state eseguite determinazioni con due diversi microfoni: un normale microfono di Reisz per rilevare l'onda acustica nell'aria, e un particolare microfono per impulsi, con massa inerte collegata alla membrana (*Schüttelmikrophon*), il quale permette di rilevare onde acustiche propagantisi lungo il legno. L'origine del suono era ottenuta sparando un colpo di rivoltella: la risposta dei due microfoni, dopo opportuna amplificazione, veniva registrata da un oscillografo. Come risultato di queste prove si è constatata l'esistenza nel legno di una perturbazione elastica, che precede quella acustica direttamente irradiata, ma che non può essere percepita dall'ascoltatore.

Le proprietà acustiche delle sale rivestite in legno vengono invece poste in piena evidenza quando si passa allo studio dei tempi di riverberazione in funzione della frequenza. Com'è noto, gli ambienti a pareti lisce hanno un tempo di riverberazione troppo grande; si cerca allora di correggere tale difetto con un parziale, opportuno rivestimento con drappeggi e materiali porosi, migliorando così sensibilmente le condizioni acustiche per i suoni di frequenza elevata. Per il fatto che il rivestimento in legno può vibrare a basse frequenze, assorbendo così energia, esso funziona come efficace regolatore di tempo di riverberazione e contribuisce a migliorare le qualità acustiche dell'ambiente. *G. Sac.*

APPLICAZIONI VARIE.

Nel fascicolo del 31 luglio 1933 dei *Compt. Rend.* il Guerbilsky tratta di un nuovo tipo di **dinamometri piezoelettrici** per la misura di pressioni costanti o lentamente variabili, il quale elimina l'inconveniente, presentato dai dinamometri piezoelettrici abituali, di richiedere un isolamento accuratissimo.

Si ricorre all'impiego di un circuito oscillante, nel quale, ai capi del condensatore variabile, è derivato un quarzo piezoelettrico: se si accoppia induttivamente al circuito un'eterodina e la si accorda sulla frequenza propria del quarzo, questo entra in risonanza, e l'inizio delle vibrazioni è rivelato da una brusca diminuzione

tatto 4. Mediante i circuiti risonanti collegati al trasformatore di accoppiamento 12 si può influire sul colore del tono emesso. L'intensità infine viene regolata mediante la resistenza microfonica (variabile cioè con la pressione) 16.

Il trautonium può sostituire efficacemente in un'orchestra sinfonica gli strumenti a fiato bassi; in orchestre da ballo viene utilizzata con vantaggio, producendo notevoli effetti, la sua possibilità di rapide variazioni di tono e di colore. *G. Sac.*

PIEZOELETTRICITÀ.

La difficoltà nelle applicazioni dei risuonatori piezoelettrici consiste nel fatto che quelli costruiti finora presentano una risonanza molto acuta, che permette la modulazione soltanto a frequenze di gran lunga troppo basse per gli usi pratici. Difatti, perchè un risuonatore, la cui frequenza propria sia f, possa essere modulato senza distorsione a frequenze comprese tra zero e f', bisogna che abbia una curva di risonanza con una porzione orizzontale di larghezza $2f'$. Ora una lamina di quarzo a facce parallele presenta una punta nella curva di risonanza la cui larghezza è dell'ordine di $f \cdot 10^{-4}$. A. Guerbilsky nei *Compt. Rend.* del 19 giugno 1933, comunica di avere attuato un **piezorisuonatore con curva di risonanza a tratto orizzontale;** la larghezza di quest'ultimo, entro certi limiti, si può fissare a volontà.

E' noto che la frequenza delle vibrazioni di una lamina di quarzo nel senso dello spessore è inversamente proporzionale allo spessore stesso: l'A mette in rilievo come una lamina il cui spessore varii da un punto all'altro, in modo da assumere i valori corrispondenti alle frequenze comprese fra $f - f' - a$ ed $f + f' + a$ (dove a è una piccola quantità necessaria per tener conto della zona di localizzazione delle vibrazioni), divenga capace di oscillare con eguale ampiezza in tutto l'intervallo $f - f' \div f + f'$. Eccitata alla frequenza f, se ne può modulare la vibrazione a frequenze comprese tra zero e f'.

Con tale lamina sono stati costruiti due tipi di microfoni e un relè elettroottico per la registrazione dei suoni. *M. M.*

RICEVITORI.

Il *Journ. télégr.* del marzo 1933 informa che le autorità di polizia inglesi hanno provato con successo un **ricevitore radiotelefonico portatile** da affidare ai singoli agenti. L'apparecchio ha la forma di una scatola di $15 \times 10 \times 7$ cm^3 e sta in una tasca. Una suoneria avverte l'agente che il posto centrale vuol comunicare con lui, ed egli può allora portare alle orecchie i telefoni fissati a un leggero casco di piccole dimensioni. Il raggio d'azione della stazione è, in condizioni favorevoli, di circa 50 km. Gli agenti saranno così in grado di ricevere le informazioni anche dai posti radiotelefonici mobili, che sono già installati su veloci autocarri. *G. Pa.*

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

J. EGGERT u. R. SCHMIDT. — *Einführung in die Tonphotographie.* — S. Hirzel, Leipzig, 1932. — Un volume di 137 pagine, con 122 figure. — Prezzo M. 7.

Oggetto di questo studio, di carattere monografico e riassuntivo, sono i diversi argomenti legati alla registrazione dei suoni sulla pellicola sonora con riguardo, naturalmente, alla successiva riproduzione.

Dopo un largo riassunto delle nozioni principali di acustica ed elettroacustica, vengono trattati i problemi relativi al « trasporto » della pellicola e quelli fondamentali inerenti alla parte ottica e fotografica dei processi di ripresa e di riproduzione. Seguono due brevi capitoli in cui viene illustrato il comportamento del materiale sensibile nei riguardi della registrazione di suoni di diversa frequenza, con particolare riferimento al materiale Agfa.

La veste tipografica ed il materiale illustrativo appaiono ottimi sotto ogni riguardo.

*

E. ROLLER, H. PRICKS e C. CAREDDU. — *Esperienze scolastiche sulle oscillazioni elettriche.* — G. Bernardi, Trento, 1932. — Un volume di 117 pagine, con 102 figure. — Prezzo L. 8.

Il libro, ripartito in 12 capitoli, descrive 87 esperienze, con schemi e figure chiaramente tracciati.

Le esperienze concernono l'argomento delle oscillazioni elettriche nel campo delle frequenze da 20 hertz a 100 megahertz, e in particolare le valvole termoioniche come amplificatrici raddrizzatrici e generatrici di oscillazioni, la radiotelefonia, le oscillazioni elettriche con l'arco voltaico e le oscillazioni smorzate.

Il volumetto offre apprezzabile guida per gli insegnanti che si propongono di avvalorare, con esperienze, principi e concetti che hanno costituito materia di insegnamento teorico. E questo gli AA ottengono avendo di mira dimostrazioni sperimentali con mezzi non ingenti, quali quelli costituenti l'arredamento didattico di un gabinetto di fisica mediocremente dotato.

Per altro, con alcuni ritocchi alla terminologia scientifica e con uno stile reso più piano ed accessibile ai lettori, l'opera assolverebbe anche un compito di divulgazione che, pur non essendole stato prefisso, essa potrebbe efficacemente assumersi. *M. L. P.*

*

F. DELFORNO. — *La riparazione degli apparecchi radio* - 2ª edizione. — G. Lavagnolo, Torino, 1933. — Un volume di 258 pagine, con 84 figure e 100 schemi. — Prezzo L. 10.

Volumetto elementare col quale l'A si propone di fornire al radiodilettante, che abbia qualche cognizione tecnica, una guida per indivi-

duare, localizzare e riparare gli eventuali guasti di un apparecchio radioricevente.

Dopo la descrizione di strumenti elettrici di misura, cui è dedicata la prima parte del libro, si richiamano molto sommariamente nozioni sulla alimentazione a corrente alternata degli apparecchi radio, si esaminano i guasti che comunemente possono verificarsi, si indica come si debba operare per individuarli procedendo con metodo, e contemporaneamente si danno consigli pratici per le riparazioni; si accenna anche ai mezzi di attenuazione dei disturbi alla ricezione.

Le molte figure inserite nel testo contribuiscono efficacemente alla esposizione, cui segue una raccolta di un centinaio di schemi dei principali apparecchi attualmente in commercio.

Sebbene in un volumetto di questo tipo non sia da pretendere eccessivo rigore, pure sarebbe stato consigliabile un maggior rispetto alle norme circa i simboli delle unità di misura. *M. L. P.*

*

H. H. U. Cross. — *Piles et Accumulateurs électriques.* Traduzione e adattamento dall'inglese di M. A. Gegout. — Ch. Béranger, Paris, 1932. — Un volume di 159 pagine, con 63 figure, legato. — Prezzo Fr. 25.

Il volumetto s'indirizza in particolar modo ai radiotecnici ed a quanti impiegano le batterie di pile ed accumulatori; tratta anche di applicazioni speciali, come quelle per servizio medico.

Accanto ai consigli pratici, forniti in modo chiaro ed elementare, riporta le considerazioni scientifiche atte a giustificarli, cosicchè riesce a soddisfare ad esigenze superiori a quelle di un semplice manuale d'impiego e manutenzione.

Vi si esaminano successivamente la costituzione e le proprietà delle pile a secco, degli accumulatori a piombo, di quelli alcalini e di quelli a piombo-zinco; e non si perde di vista la norma del porre in rilievo ciò che ha maggiore attinenza con l'uso pratico. Si forniscono criteri per la scelta degli elementi, si consigliano le precauzioni nell'installazione, si riferiscono i perfezionamenti costruttivi più recenti. Gli ultimi capitoli sono dedicati ai procedimenti di carica ed al mantenimento delle batterie.

*

R. Mesny. — *Télévision et transmission des images.* — A. Colin, Paris, 1933. — Un volume di 216 pagine, con 96 figure. — Prezzo Fr. 10,50.

Il piccolo trattato contiene i principi teorici ed espone i concetti informativi delle applicazioni pratiche della trasmissione delle immagini e della televisione. Esso è particolarmente indicato per chi, non ignaro di radiotecnica, desideri acquistare cognizioni generali nei due campi suddetti.

La materia è esposta con accurato criterio didattico, che dà la precedenza ad uno sguardo generale su tutti gli argomenti, per poi discendere ad un esame più particolareggiato dei procedimenti tecnici usati e dei vari organi necessari.

L'A si propone di dare al lettore una visione molto obbiettiva delle questioni trattate e rifugge così dallo scoraggiante pessimismo come dai facili e imprudenti entusiasmi. Accenna accuratamente a quei punti

che rappresentano le principali difficoltà, tuttora insuperate, e ritiene che la futura perfetta soluzione potrà essere forse trovata per via affatto diversa da quella finora battuta, ad esempio con un metodo che, rinunziando alla scomposizione in punti, permetta di trasmettere subito l'immagine intera, come è fatto in radiofonia per suoni comunque complessi. Nella trattazione ricorre anche all'uso dello strumento matematico, ma gli sviluppi più complicati sono raccolti in breve appendice, per non pregiudicare la facile lettura dell'opera.

Alla parte generale segue l'esame di argomenti particolari, quali le cellule fotoelettriche, le sorgenti luminose, i vari sistemi di trasmissione e ricezione delle immagini (Belin, Korn, Karolus ed altri), i procedimenti di esplorazione e ricezione in televisione fra i quali il disco di Nipkow semplice o multiplo, le ruote a specchi, gli specchi oscillanti, l'oscillografo catodico. Un capitolo tratta dei vari metodi di sincronizzazione e messa in fase, ed un altro degli amplificatori. Sono poste in rilievo considerazioni comparative fra le trasmissioni per cavo e per via radio, fra la televisione e la trasmissione delle immagini, fra queste e la radiofonia (con particolare riguardo alle più gravi conseguenze che i disturbi e le evanescenze esercitano sulle prime). E si danno indicazioni sui metodi seguiti per combattere tali effetti dannosi. *L. Sp.*

*

E. L. CHAFFEE. — *Theory of thermionic Vacuum Tubes - Fundamentals. Amplifiers. Detectors.* — Mc Graw-Hill, New York a. London, 1933. — Un volume di 652 pagine, con 362 figure e 6 tavole fuori testo, legato in tela. — Prezzo 36 scellini.

Il trattato dell'eminente e ben noto professore della « Harvard University » deriva dal corso, che egli vi professa ormai da oltre un decennio. Di esso è esposta nel volume una parte soltanto, poichè l'A, per non accrescere ancora la mole già assai considerevole del libro, ha rimandato ad altra opera tutto ciò che si riferisce ai tubi elettronici amplificatori od oscillatori di potenza rilevante, ai tubi contenenti gas, ai raddrizzatori e ad altre questioni, limitandosi a trattare qui la teoria del funzionamento dei tubi per piccole potenze.

Del contenuto del libro è possibile farsi un'idea dai titoli dei ventitrè capitoli e delle due appendici, che lo costituiscono: introduzione — molecole, atomi ed elettroni — conduzione elettrica — emissione elettronica — sorgenti di emissione elettronica usate nella tecnica e aspetti fisici generali dei tubi elettronici — nomenclatura e simboli — tubo a tre elettrodi o triodo — considerazioni fondamentali sui triodi — misura dinamica dei coefficienti di un triodo — effetti della presenza di gas nei triodi — ammettenza di entrata e di uscita di un triodo — amplificatori per deboli potenze — rigenerazione per mezzo di triodi — rigenerazione in circuiti accoppiati nel caso di piccole potenze — sistemi di più triodi usati come amplificatori di deboli potenze con accoppiamenti a resistenza — amplificatori a più triodi con accoppiamento a impedenza — amplificatori a più triodi con accoppiamento per mezzo di trasformatori — metodi per ridurre lo scambio di energia fra circuito anodico e circuito di griglia: neutralizzazione — rivelazione mediante diodo — rivelazione mediante triodo — teoria del funzionamento dei circuiti non lineari nel caso di ampie variazioni elettriche, con speciale riguardo alla rivelazione di segnali intensi — trattazione sperimentale del fenomeno della rivelazione nel caso di forti segnali — tetrodi e pentodi. Appendici: teoria delle correnti sovrapposte — metodo di prova per i trasformatori a frequenza acustica.

Come è facile rilevare, la trattazione è quanto mai estesa ed esauriente, e forse in qualche punto fin troppo diffusa. Essa è condotta con esemplare rigore scientifico e con abbondanza di procedimenti matematici; ma l'interpretazione di questi ultimi è resa agevole, da un lato grazie al continuo richiamo al fenomeno fisico e dall'altro grazie all'aiuto di un ricchissimo corredo di rappresentazioni grafiche, ottenute mediante diagrammi nitidi e perspicui. Nell'inquadramento della materia è fatta giustamente una parte del tutto preponderante allo studio dei triodi, mentre la teoria dei tubi a più elettrodi è riassunta in un solo capitolo.

La fatica dello studioso è agevolata da un buon frazionamento della materia in 261 paragrafi, individuati ciascuno da un titolo preciso e chiaro; ed anche dal fatto che sono contrassegnati i paragrafi (pochi, a dir vero), che l'A ritiene possano essere tralasciati durante un primo studio della materia.

Prezioso corredo del volume sono (oltre l'indice generale) i due buoni indici dei nomi di persona e dei soggetti, e l'elenco completo dei simboli. Accuratissima l'edizione. *Di.*

*

G. Lauro. — *Principii sui fenomeni oscillatori.* — U. Hoepli, Milano, 1933. — Un volume di 330 pagine, con 154 figure. — Prezzo L. 40.

L'idea, a cui l'A dichiara di essersi dapprima ispirato nello scrivere il libro, era quella di illustrare i sistemi di comunicazione, che utilizzano le onde elettromagnetiche a radiofrequenza, guidate da linee elettriche. Soggiunge l'A di essersi poi indotto a scrivere soltanto una specie di premessa a quella trattazione, ad esporre cioè in generale quanto riguarda i fenomeni oscillatori.

Questo secondo tema è forse più bello e più attraente del primo e presenta certo un interesse più vasto. Un buon libro ad esso dedicato, nonostante l'esistenza di libri analoghi nella letteratura straniera, sarebbe stato il benvenuto. Ma non si può dire che l'A si sia dimostrato pari all'assunto e che abbia dato prova di possedere quel tanto di esperienza, di maturità scientifica e di spirito critico, che è pur necessario per affrontare simili compiti.

La materia non è logicamente inquadrata, nè esposta con bastevole rigore e con quella concisione che non nuoce, bensì giova alla chiarezza. Interi capitoli sono una ripetizione non molto felice di quanto si trova in tutti i corsi scolastici di elettrotecnica e non hanno alcun legame con lo studio delle oscillazioni. L'insieme apparisce come una raccolta di elementi vari, che avrebbero dovuto subire una ulteriore elaborazione, una cernita severa ed un coordinamento.

Dopo una lunga esposizione (pag. 1-114) sui moti oscillatori in genere, si parla di campo elettrostatico, di campo magnetico, di elettromagnetismo, di ferromagnetismo, di capacità elettrostatica, di induzione mutua e propria dei circuiti percorsi da corrente, di correnti alternate, di impedenza e di ammettenza e delle solite relazioni riguardanti i circuiti a regime (pag. 115-224). Si salta poi ad una descrizione sommaria e rudimentale degli apparecchi di telegrafia e telefonia (pag. 225-241), ad un accenno alla trasmissione dell'energia lungo le linee, mescolato con la ordinaria teoria della scarica del condensatore e seguito da due paginette sui ripetitori telefonici (pag. 242-282), per finire con una parte dedicata alla meglio ai tubi elettronici e ad alcune delle loro applicazioni (pag. 283-330).

Anche dal punto di vista formale il libro lascia a desiderare. Di alcuni capitoli (XI, XIII, XV, XVII) si è dimenticato nel testo di mettere in evidenza il titolo; in altri il raggruppamento della materia è affatto arbitrario (i paragrafi relativi alla corrente elettrica e alle sue azioni magnetiche e quelli relativi all'induzione mutua sono compresi nel capitolo intitolato alla capacità). In un libro stampato nel 1933 da uno dei migliori editori italiani non dovrebbero poi comparire zincografie così sbilenche e mal disegnate, come quelle delle fig. 27 e 28. Nessun indice alfabetico.

Non si può ad ogni modo non rilevare con simpatia la modestia dell'A. che si dichiara conscio dell'imperfezione dell'opera sua, esprime la speranza che i competenti vi trovino almeno qualcosa che possa disporli all'indulgenza e premette l'oraziano: « Amphora coepit institui: currente rota cur urceus exit? ». *Di.*

*

C. W. GLOVER. — *Practical acoustics for the constructor.* — Chapman a. Hall, London, 1933. — Un volume di 468 pagine, con 193 figure e 45 tavole, legato. — Prezzo 25 scellini.

Le applicazioni dell'acustica diventano sempre più importanti e i problemi ad essa collegati s'impongono ormai con crescente frequenza all'attenzione dei costruttori. Il nuovo libro è concepito appunto come una guida per chi voglia iniziarsi a questo ramo ancora non molto noto della tecnica moderna.

Viene anzitutto svolta con sufficiente ampiezza la parte teorica dell'argomento, presentando le leggi che regolano la produzione, la propagazione, la riflessione, l'interferenza e l'assorbimento dei suoni. Successivamente sono illustrati i metodi di misura, di rilievo e di analisi acustica, e vengono studiati i materiali da costruzione nei riguardi della loro afonicità. Ai problemi costruttivi dell'isolamento fonico e dello smorzamento delle vibrazioni in genere, sono dedicati alcuni capitoli, mentre altri illustrano le norme da osservare nella esecuzione di edifici per i quali i requisiti acustici acquistano una importanza speciale.

L'opera è presentata in forma facile e piana, prevalentemente descrittiva e qualitativa, senza sviluppi matematici. Numerose illustrazioni di particolari costruttivi e lunghe tabelle numeriche potranno essere assai utili nella pratica. Una ricca bibliografia specializzata accresce il pregio del volume.

BREVETTI

Perfezionamenti nelle riproduzioni sonore.

Brevetto italiano n. 303799 (The British Thomson Houston Co. Ltd., Londra). - Patente dal 22-12-1931. - Pubblicato il 16-12-1932.

Una notevole quantità di rumori parassiti nella riproduzione sonora, ottenuta facendo incidere su una cellula fotoelettrica un pennello luminoso, comandato dalla pellicola fotografica, proviene dal fatto che la sorgente luminosa adoperata (lampada elettrica), alimentata da una corrente non rigorosamente costante, genera un flusso luminoso soggetto a continue e rapide variazioni.

Secondo il brevetto, tale inconveniente si elimina facendo incidere direttamente una parte del flusso luminoso della sorgente su una seconda cellula fotoelettrica supplementare. In quest'ultima si ottiene un'emissione elettronica variabile in funzione dell'intensità della sorgente luminosa. Le variazioni dell'emissione elettronica vengono allora sfruttate adducendole, con intensità pari, ma in perfetta opposizione di fase, sul circuito della cellula fotoelettrica principale, destinata alla riproduzione sonora. Nel circuito elettrico esterno alla cellula principale, le variazioni in esame rimangono così compensate.

Con lo stesso metodo si possono anche compensare le variazioni dell'intensità media della riproduzione fotografica, dovute al maggiore o minore annerimento della copia fotografica. Allo scopo basta far passare il pennello luminoso, che incide sopra la cellula fotoelettrica compensatrice, attraverso una zona a tinta uniforme appartenente alla stessa pellicola che porta la riproduzione fotografica del suono.

M. S.

Sistema di trasmissione di immagini a mezze tinte.

Brevetto italiano n. 304283 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dall'8-1-1932. - Pubblicato il 2-1-1933. - Diritto di priorità dal 30-1-1931 (Germania).

La trasmissione delle immagini a mezze tinte ha finora incontrato grandi difficoltà pratiche, tanto se essa viene effettuata su fili quanto, e sopratutto, se essa viene affidata alla propagazione delle onde elettromagnetiche. Sono ben noti gli scarsi risultati pratici finora ottenuti, specie nelle trasmissioni ad onda corta, col primitivo metodo della modulazione in ampiezza. Fu proposto, ad eliminare le difficoltà dovute alle distorsioni e sopratutto agli effetti di evanescenza, di ricorrere ad una « modulazione di tempo » e cioè di produrre impulsi elettrici di intensità costante e di durata variabile, proporzionata all'intensità di tinta del punto dell'immagine; questo sistema si dimostrò efficace unicamente a patto di ridurre notevolmente la velocità della trasmissione. Risultati ben più soddisfacenti si ottengono col metodo delle « variazioni di frequenza », oggetto del presente ritrovato.

A tale scopo si introduce, alla trasmissione, un soccorritore foto-

elettrico. Nell'esempio di fig. 1, gli impulsi fotoelettrici ottenuti con l'esplorazione dell'immagine, e all'occorrenza amplificati, azionano un oscillografo a specchio 1. Questo assume allora una deviazione angolare, funzione dell'intensità luminosa del punto dell'immagine esplorato in quell'istante. Una sorgente luminosa supplementare 2 invia, attraverso una stretta fessura rettangolare 3, un fascio di raggi sullo specchio dell'oscillografo; i raggi riflessi vanno allora, a seconda dell'inclinazione dello specchio, a colpire, attraverso le lenti 4, tagliate a rettangolo, una delle cellule fotoelettriche 5: man mano che l'immagine esplorata diviene più chiara, entrano quindi in funzionamento le cellule fotoelettriche 5, ad esempio dal basso verso l'alto. Si rende così possibile la messa in azione di sistemi di trasmissione diversi in funzione dell'intensità luminosa dell'immagine.

Ad evitare le difficoltà dell'amplificazione diretta degli impulsi fotoelettrici ora descritti, si può rendere periodicamente variabile la corrente ottenuta dalle cellule, ricorrendo a mezzi noti; ad esempio

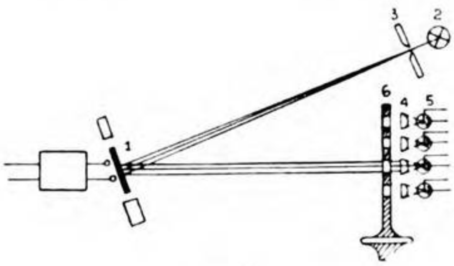


Fig. 1.

intercettando davanti alle cellule 5 il fascio luminoso supplementare, per mezzo di uno o più dischi (o tamburi) 6, rotanti in sincronismo e muniti di fori periferici, il cui numero sia diverso per ogni cellula. Nei vari circuiti fotoelettrici si ottengono allora frequenze portanti di immagine diverse. Le cellule 5 possono anche venir sostituite da una sola cellula: basta in tal caso separare le varie frequenze portanti mediante filtri di bassa frequenza.

Le diverse correnti di comando così ottenute possono allora essere adoperate, coi mezzi ben noti, per far funzionare sistemi di trasmissione diversi, oppure per azionare un solo sistema di trasmissione a frequenze di modulazione diverse (scambio dei canali di modulazione), oppure infine per azionare un solo sistema di trasmissione variando la sola frequenza portante emessa (scambio dei canali di frequenza).

Alla ricezione si separano le basse frequenze portanti d'immagine e si ottiene con esse una modulazione in ampiezza delle correnti direttamente destinate a dare la riproduzione dell'immagine, coi mezzi già noti, ad esempio col dispositivo a potenziometro (1) oggetto del brevetto italiano n. 294655 (2). *M. S.*

(1) A. F., 1932, I, p. 626.

(2) Vedi anche: F. SCHRÖTER: La trasmissione delle immagini a mezze tinte su onda corta - Telefunken Zeit., 1931, XII (59), p. 25.

Perfezionamenti nei ricevitori a supereterodina.

Brevetto italiano n. 304292 (Société Française Radio Électrique, Parigi) - Patente dal 9-1-1932. - Pubblicato il 2-1-1933. - Diritto di priorità dal 24-1-1931 (Francia).

L'inconveniente principale dei ricevitori a supereterodina, com'è noto, risiede nel fatto che l'oscillazione propria di alta frequenza (ω), prodotta nel ricevitore, determina battimenti di uguale media frequenza (Ω), interferendo con due oscillazioni di alta frequenza captate dalla antenna ($\omega_1 = \omega - \Omega$ ed $\omega_2 = \omega + \Omega$). Si è perciò costretti ad aumentare la selettività degli stadi di alta frequenza.

Il presente ritrovato, sistema Chireix, permette di eliminare l'inconveniente introducendo nel circuito anodico dello stadio rivelatore dell'alta frequenza un particolare sistema accordato, costituito come segue. Con riferimento alla fig. 1, il circuito oscillante anodico consta

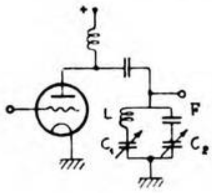


Fig. 1.

di due rami disposti in parallelo, il primo contenente un'induttanza L costante ed un condensatore C_1 variabile, il secondo con due condensatori F e C_2, l'uno fisso, l'altro variabile. I valori di L, F, C_1, C_2 sono scelti in modo che il circuito complessivo risulti accordato sulla oscillazione ω_2 da ricevere, mentre il ramo L C_1 risulti contemporaneamente accordato sulla oscillazione ω_1 da eliminare; deve per ciò risultare soddisfatta la relazione:

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L}} \left\{ \sqrt{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{F}} - \sqrt{\frac{1}{C_1}} \right\}.$$

I due condensatori variabili C_1 e C_2 possono colla massima semplicità essere sottoposti a comando meccanico simultaneo e comune. Allo scopo è sufficiente che il condensatore fisso F abbia una capacità tale da dar luogo con l'induttanza L alla sintonia con l'oscillazione $2\,\Omega = \omega_2 - \omega_1$ di frequenza costante, qualunque siano i valori di ω_1 e di ω_2. Infatti, dato a F un valore tale che:

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L}} \cdot \frac{1}{\sqrt{F}},$$

dalla coesistenza delle due condizioni si ricava semplicemente:

$$C_2 = \frac{\sqrt{F}}{2} \sqrt{C_1}.$$

C_1 deve dunque essere proporzionale al quadrato di C_2; se C_1 è un

condensatore a variazione lineare di lunghezza d'onda, C_2 sarà semplicemente un condensatore a variazione lineare di capacità.

Stabiliti così i tipi di condensatori variabili da usare nel circuito dello stadio rettificatore dell'alta frequenza, è ovvio che questi condensatori potranno senz'altro essere accoppiati con comando unico simultaneo ai condensatori per la sintonia dell'oscillazione ω_2 ad alta frequenza e per la generazione dell'oscillazione locale ad alta frequenza $(\omega_1 + \omega_2)/2$, semplicemente mediante opportune aggiunte di condensatori fissi, disposti in serie o in parallelo con i condensatori variabili. *M. S.*

Sistema di trasmissione ad onda corta.

Brevetto italiano n. 304431 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 21-1-1932. - Pubblicato il 7-1-1933. - Diritto di priorità dal 31-1-1931 (Siemens & Halske A. G., Germania).

Per compensare l'effetto di evanescenza è stato da tempo proposto il sistema di emettere onde modulate con correnti di bassa frequenza, contenenti, oltre alla fondamentale, anche le armoniche superiori. In tale sistema le varie basse frequenze vengono prodotte da altrettanti generatori separati, ciò che complica e rende più costoso l'impianto.

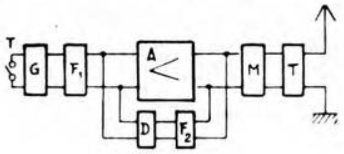


Fig. 1.

Secondo il ritrovato, si può semplificare notevolmente la disposizione, sfruttando un solo generatore ed ottenendo le armoniche col distorcere o meglio rettificare una parte dell'energia oscillatoria a frequenza fondamentale. Ad esempio (fig. 1) il generatore *G* produce l'oscillazione fondamentale quando il manipolatore *T* chiude il circuito; tale oscillazione, filtrata in F_1, viene in parte amplificata in *A* ed in parte rettificata in *D*. A valle del filtro F_2 immediatamente consecutivo al rettificatore *D* si ottengono oscillazioni a frequenza doppia, le quali, unitamente alle oscillazioni a frequenza fondamentale provenienti dall'amplificatore *A*, possono modulare il trasmettitore *T*, per tramite del modulatore *M*. All'occorrenza, i valori delle basse frequenze potranno essere trasposti per mezzo di un oscillatore susseguente ad *M*: il trasmettitore *T* verrà allora modulato da un secondo modulatore, comandato dalle frequenze trasposte. *M. S.*

Antenne atte ad eliminare l'evanescenza vicina.

Brevetto italiano n. 304580 (C. Lorenz A. G., Berlino). - Patente dal 28-1-1932. - Pubblicato l'11-1-1933. - Diritto di priorità dal 15-12-1931 (Germania).

Brevetto italiano n. 307108 (C. Lorenz A. G., Berlino). - Patente dall'11-6-1932. - Pubblicato il 14-3-1933.

E' noto come le radiodiffusioni siano soggette a fenomeni di evanescenza in zone relativamente vicine al trasmettitore, là dove la onda spaziale riflessa interferisce, con intensità dello stesso ordine

di grandezza, con l'onda di terra. Ad evitare tale fenomeno si propone di adoperare antenne il cui irradiamento risulti prevalentemente orizzontale e ridottissimo secondo le direzioni prossime alla verticale.

Secondo il primo ritrovato, per ottenere diagrammi di irradiamento soddisfacenti alle condizioni ora dette (cioè con eventuali massimi secondari di scarsa entità secondo le direzioni più inclinate) si dispongono attorno ad un'antenna centrale, di tipo normale marconiano, una o più serie di antenne analoghe, ciascuna serie distante dalla prossima più interna, e l'ultima dall'antenna centrale, meno di mezza lunghezza d'onda, e si regolano inoltre opportunamente la intensità e la fase della corrente I_1 nelle antenne periferiche, rispetto alla corrente I dell'antenna centrale. Il risultato migliore si ottiene disponendo una serie di antenne periferiche intorno all'antenna centrale, alla distanza $(4/15)\,\lambda = \sim (1/3)\,\lambda$, e regolando le correnti in modo da verificare il rapporto $I_1/I = -1/1{,}25$. Le antenne periferiche,

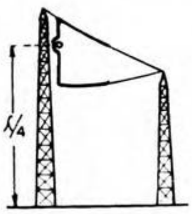


Fig. 1.

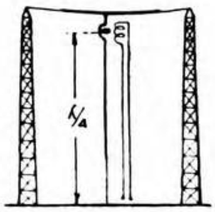


Fig. 2.

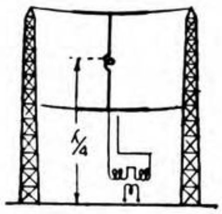


Fig. 3.

anzichè distare tutte ugualmente dall'antenna centrale, possono essere disposte un po' irregolarmente, così da concentrare meglio l'irradiamento orizzontale complessivo verso una determinata zona più importante.

Il secondo brevetto ha per oggetto il conseguimento dello stesso scopo con l'utilizzazione di antenne contenenti esattamente mezza lunghezza d'onda e disposte verticali, isolate, nello spazio sovrapposto ad un terreno bene conduttivo, o preventivamente reso tale coi noti artifici. Si ottiene il miglior risultato disponendo ad esempio n antenne verticali sovrapposte l'una all'altra in modo che il centro della prima disti $\lambda/(4\,n)$ da terra, mentre i centri di altre due successive antenne distino di $\lambda/(2\,n)$. Affinchè ciascuna antenna possa contenere esattamente mezza lunghezza d'onda, occorre che essa venga artificialmente allungata ad esempio con l'aggiunta di tratti estremi orizzontali. La riduzione delle dimensioni geometriche in altezza è del resto assai utile all'economia dell'impianto, perchè riduce l'altezza necessaria delle palificazioni. Le fig. 1, 2, 3 rappresentano alcuni esempi pratici di impianti di questo genere, relativi ad una sola antenna il cui centro dista dal suolo $\lambda/4$. Nelle fig. 2 e 3 sono anche indicati i tipi possibili di alimentazione delle antenne: nel primo si alimenta il centro dell'antenna nel ventre di corrente, mentre nel secondo si alimenta l'estremità dell'antenna nel ventre di tensione, e ciò mediante una linea bifilare con un filo ad estremità isolata. Anche nel caso delle antenne sospese da terra si possono assai utilmente impiegare sistemi perfettamente analoghi a quelli contemplati nel pre-

cedente brevetto, disponendo intorno all'antenna centrale, più antenne periferiche, preferibilmente distanti $\lambda/3$ dalla prima ed alimentate con correnti di fase contraria a quella dell'antenna centrale [1]. *M. S.*

Sistema di trasmissioni a scomposizione e ricomposizione di banda.

Brevetto italiano n. 305369 (G. Campos, Milano). - Patente dal 19-2-1932. - Pubblicato il 3-2-1933.

Le trasmissioni telefoniche a larghissima banda di frequenza, quali ad esempio quelle di programmi musicali, risultano sovente distorte per effetto della pupinizzazione non sufficentemente leggera delle coppie disponibili.

Secondo il ritrovato, tale inconveniente viene eliminato frazionando, mediante opportuni filtri, la gamma totale delle frequenze, in tante zone di larghezza limitata, ed inoltrando ciascuna di queste zone, dopo avere trasposte le frequenze, in separate linee di trasmis-

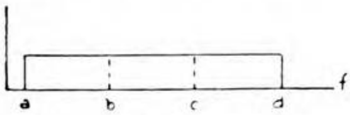


Fig. 1.

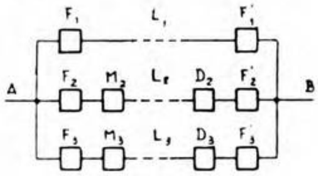


Fig. 2.

sione. Ad esempio sia $a - d$ (fig. 1) la gamma da trasmettere su linee che consentono la propagazione fedele di una gamma la cui larghezza valga soltanto $a - b$. Mediante i filtri F_1, F_2, F_3 (fig. 2) si fraziona la gamma $a - d$ nelle zone parziali $a - b$, $b - c$, $c - d$; le zone di frequenza più elevata $b - c$, $c - d$ vengono trasposte così da farle ricadere sulla stessa zona iniziale $a - b$, per mezzo di dispositivi ben noti, ad esempio per mezzo dei modulatori M_2, M_3. Le zone così ottenute vengono inoltrate sulle diverse linee L_1, L_2, L_3. Alla ricezione le zone, che erano a frequenza più elevata, si ritraspongono alle posizioni originarie $b - c$, $c - d$ per mezzo dei noti sistemi demodulatori D_2, D_3 e si rifondono quindi insieme con la $a - b$, a valle dei filtri F_1', F_2', F_3'. *M. S.*

Tubo a vuoto contenente un cristallo piezoelettrico.

Brevetto italiano n. 305225 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 24-2-1932. - Pubblicato il 31-1-1933. - Diritto di priorità dal 14-4-1931 (Germania).

Il presente brevetto ha per oggetto la disposizione di un cristallo piezoelettrico nell'interno di un tubo a vuoto. Tale disposizione permette di soddisfare, con grande semplicità, ai requisiti per l'impiego di cristalli piezoelettrici nel comando di circuiti oscillatori, quali sopratutto la costanza della temperatura ambiente in condizioni di regime e la possibilità di pronte variazioni di temperatura nei casi in cui si debba modificare leggermente la frequenza del sistema.

[1] Vedi anche: H. Harbich e W. Hahnemann: La riduzione dell'effetto di evanescenza nella radiodiffusione, ottenuta praticamente coll'impiego di antenne trasmettenti di speciale costituzione - E. N. T., 1932, IX, p. 361.

La fig. 1 mostra a titolo d'esempio il dispositivo adottato. Il cristallo 1 è posato sull'elettrodo 2; un anello di vetro 3 distanzia il cristallo dall'altro elettrodo 4, trattenuto in posto da una molla 5. Il complesso viene montato nell'interno di un bulbo in cui si fa il vuoto e la cui forma è perfettamente analoga a quella dei normali piccoli tubi elettronici. Per diminuire le perdite di calore, all'occorrenza, il bulbo può essere costruito, come un tubo Dewar, a doppia parete speculare. Il dispositivo viene riscaldato a mezzo di corrente elettrica nella bobina 6. Alla costanza della temperatura si provvede per mezzo

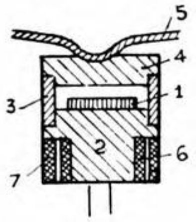


Fig. 1.

di una bobina di controllo 7, fatta con metallo ad alto coefficiente di temperatura. Tale bobina può essere ad esempio inclusa in uno dei lati di un ponte di Wheatstone, il cui squilibrio elettrico diviene perciò funzione della resistenza della bobina di controllo, ossia della temperatura del dispositivo piezoelettrico. Al variare di questa, varia la corrente attraverso una delle diagonali del ponte, e tale corrente può essere utilizzata direttamente, o meglio attraverso un opportuno amplificatore, nella bobina di riscaldamento 6. Il fenomeno della luminescenza fra il cristallo e l'elettrodo superiore viene eliminato proporzionando la distanza in modo che essa risulti inferiore al percorso medio libero degli elettroni [1]. *M. S.*

Dispositivo di compensazione delle distorsioni nelle linee in cavo.

Brevetto italiano n. 305582 (Telefonaktiebolaget L. M. Ericsson, Milano). - Patente dall'8-3-1932. - Pubblicato il 10-2-1933. - Diritto di priorità dal 12-3-1931 (Svezia).

Il presente brevetto ha per oggetto un circuito atto a compensare le distorsioni introdotte nelle linee in cavo, tanto se esse sono da attribuirsi all'esistenza di attenuazioni diverse (distorsioni in ampiezza), quanto se sono dovute a differenze nelle velocità di propagazione (distorsioni di fase), per le diverse frequenze.

Nel primo caso di adopera, secondo il ritrovato, uno speciale quadripolo filtro, costituito com'è rappresentato nella fig. 2, qualora si desideri mantenere intatta la simmetria elettrica del sistema di trasmissione, oppure come risulta nella fig. 1 qualora non interessi conservare la simmetria. Tra i morsetti di entrata 1 - 2 e quelli di uscita 3 - 4 l'energia ondulatoria trova tre vie di passaggio: il condensatore C, il trasformatore L_1 - L_2, ed un elemento K introducente un'attenua-

---

[1] Vedi anche: R. BECHMANN: Lo sviluppo dei comandi a quarzo dei trasmettitori Telefunken - Telefunken Zeit., 1933, XIV (63), p. 17.

zione regolabile, formato da resistenze collegate in serie ed in parallelo, secondo i noti schemi. Come è ovvio, le alte frequenze verranno prevalentemente trasferite attraverso il condensatore, le medie frequenze attraverso il trasformatore, le basse frequenze attraverso il trasformatore e l'elemento attenuatore. Si dimostra che l'impedenza Z del quadripolo complessivo diviene indipendente dalla frequenza se si soddisfano le relazioni:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{R_1 \cdot R_2}$$

dove R_1 è l'impedenza dell'elemento attenuatore fra i morsetti a e b, essendo a collegato in corto circuito con c, e b con d, mentre R_2 è

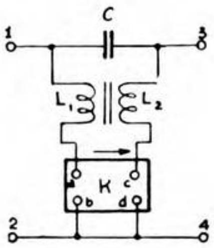


Fig. 1.

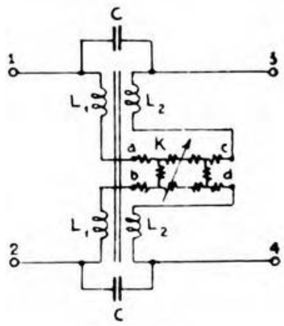


Fig. 2.

l'impedenza ai morsetti a e c. Nel caso del circuito simmetrico (fig. 2) è opportuno avvolgere le bobine L_1, L_2 sopra un unico nucleo magnetico.

Qualora si desideri compensare le distorsioni di fase, basta sostituire all'elemento attenuatore un elemento determinante un artificiale ritardo di fase: serve allo scopo, com'è noto, una catena di cellule ad induttanze longitudinali e capacità trasversali. *M. S.*

Dispositivo di compensazione delle distorsioni non lineari nei circuiti contenenti amplificatori.

Brevetto italiano n. 305751 (Telefonaktiebolaget L. M. Ericsson, Stoccolma). - Patente dal 18-3-1932. - Pubblicato il 16-2-1933. - Diritto di priorità dal 19-3-1931 (Svezia).

Com'è noto, gli amplificatori a tubi elettronici introducono in generale distorsioni non lineari dovute alla curvatura della caratteristica. Tale distorsione può bensì venir eliminata impiegando i noti amplificatori a circuito simmetrico (*push-pull*), ma ciò porta, specie nelle comunicazioni a grande distanza in cui intervengono molti amplificatori, un forte aumento di costo, sia d'impianto, sia di esercizio.

Secondo il ritrovato si può eliminare la distorsione, pur attenendosi al tipo semplice dissimmetrico di amplificatori, distribuendo questi lungo la linea, in modo tale che ogni coppia di successivi amplificatori collabori all'eliminazione della seconda armonica.

Sia A e B una coppia di amplificatori di tipo identico, con caratteristica ad andamento parabolico quadratico (fig. 1). Sia M il punto di lavoro, identico per ambedue gli amplificatori. Se $v_1 = V_1 \text{ sen } \omega t$ è l'oscillazione applicata all'entrata dell'amplificatore, all'uscita si ottiene l'oscillazione :

$$v'_1 = k\,(V_0 + V_1 \text{ sen } \omega t)^2 =$$
$$= 2\,k\,V_0 \left(\frac{V_0}{2} + \frac{V_1^2}{4\,V_0} - \frac{V_1^2}{4\,V_0} \cos 2\,\omega t + V_1 \text{ sen } \omega t \right).$$

Supponiamo ora che la posizione degli amplificatori A e B sia tale che l'attenuazione della linea tra di essi risulti uguale, in valore assoluto, all'amplificazione prodotta dall'amplificatore A, o che, in altre parole, i livelli di entrata nei due amplificatori risultino identici. Po-

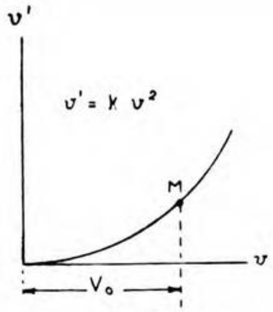


Fig. 1.

niamo inoltre che la fase delle oscillazioni alla frequenza fondamentale ω entranti nell'amplificatore B sia esattamente opposta a quella delle oscillazioni entranti in A. All'entrata dell'amplificatore B sono allora applicate le oscillazioni :

$$v_2 = -\left(V_1 \text{ sen } \omega t - \frac{V_1^2}{4\,V_0} \cos 2\,\omega t\right)$$

e perciò all'uscita si ricavano le oscillazioni :

$$v'_2 = k\left[V_0 - \left(V_1 \text{ sen } \omega t - \frac{V_1^2}{4\,V_0} \cos 2\,\omega t\right)\right]^2 =$$
$$= \sim 2\,k\,V_0 \left(\frac{V_0}{2} - V_1 \text{ sen } \omega t\right),$$

dove si sono trascurati i termini — del resto di piccola ampiezza — contenenti le pulsazioni armoniche $3\,\omega$ e $4\,\omega$. A valle del secondo amplificatore, la frequenza doppia, introdotta dal primo amplificatore, rimane eliminata.

Risulta inoltre che la compensazione può essere tuttavia abbastanza buona, anche se le condizioni esposte non sono rigorosamente soddisfatte, e specie quella nei riguardi dell'attenuazione della linea

compresa fra gli amplificatori. Le eventuali differenze di fase notevoli possono essere compensate con variatori di fase inseriti all'ingresso dei secondi amplificatori di ciascuna coppia. *M. S.*

Circuiti per ricezione di onde inferiori a 10 metri.

Brevetto italiano n. 306093 (Telefunken Ges., Berlino). - Patente dal 19-4-1932. - Pubblicato il 24-2-1933. - Diritto di priorità dal 13-5-1931 (Germania).

Gli apparecchi a reazione, destinati alla ricezione di onde inferiori a 10 metri, presentano, com'è noto, una estrema sensibilità rispetto alle variazioni della tensione anodica di alimentazione. Se si vuole procurare l'alimentazione stessa mediante normali raddrizzatori dell'energia industriale, bisogna disporre di filtri di grandissima efficienza, e quindi molto costosi.

Il ritrovato elimina tale difficoltà per mezzo della superrigenerazione determinata da una reazione pendolare, procedimento questo che, com'è ben noto, aumenta anche grandemente l'efficacia della ricezione. Allo scopo (fig. 1), il circuito anodico del rivelatore a rea-

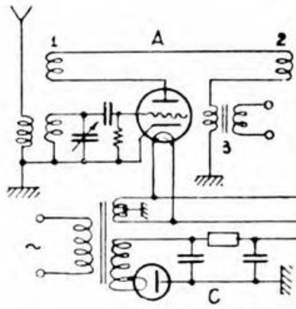


Fig. 1.

zione *A* contiene la bobina 1 di reazione, la bobina 2 di accoppiamento con l'oscillatore *B* di superrigenerazione ed il trasformatore 3 di bassa frequenza. Lo stadio *A* riceve la tensione di alimentazione unicamente per mezzo dello stesso accoppiamento 2-4 col circuito producente le oscillazioni pendolari di superrigenerazione. La tensione anodica di quest'ultimo stadio può allora essere fornita da un normale circuito *C* di rettificazione di corrente alternata, dotato di modestissimi mezzi di filtramento, senza che con ciò la corrente alternata della rete industriale determini rumori e disturbi nei circuiti di bassa frequenza del ricevitore. *M. S.*

Dispositivo per ottenere segnali ad impulsi rettangolari.

Brevetto italiano n. 306155 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 6-4-1932. - Pubblicato il 27-2-1933. - Diritto di priorità dal 9-4-1931 (H. Shore, S. U. A.).

Si desidera spesso nella tecnica delle segnalazioni avere a disposizione impulsi elettrici di intensità costante ed a fronte rettangolare. Siffatti impulsi facilitano grandemente, ad esempio, l'aziona-

mento dei relè telegrafici elettromagnetici, oppure quello dei noti dispositivi di ricezione di immagini. Il brevetto concerne appunto un sistema atto a produrre impulsi di questo genere, sfruttando impulsi elettrici unidirezionali, o anche ondulatori, comunque distorti.

Sia ad esempio *a* la curva degli impulsi elettrici distorti (fig. 1) da trasformare. Essi vengono applicati ai morsetti di entrata 1-2 del circuito di griglia del tubo elettronico 3 (fig. 2). Le tensioni di alimentazione di questo tubo sono regolate in modo tale che, in assenza di impulso applicato, oppure se l'impulso applicato determina

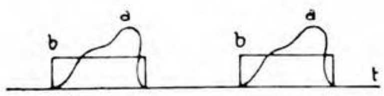


Fig. 1.

un aumento del potenziale della griglia rispetto al catodo, il tubo stesso dia luogo ad una corrente anodica. Quest'ultima, passando attraverso la resistenza 4, determina sulla griglia del tubo 5 un potenziale tale da interdire la rispettiva corrente anodica. Non appena l'impulso elettrico applicato determina invece una diminuzione del potenziale sulla griglia del tubo 3, la corrente anodica dello stesso tubo si annulla provocando un aumento di tensione sulla griglia del tubo 5, tale da determinare il passaggio della corrente anodica in quest'ultimo tubo.

La rapidità con la quale si determinano gli squilibri ora detti, viene aumentata artificialmente per mezzo del condensatore 6 disposto a ponte fra la griglia del primo tubo 3 e l'inizio della resi-

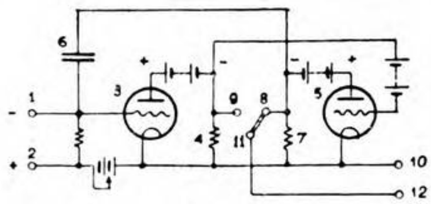


Fig. 2.

stenza 7 inserita nel circuito anodico del secondo tubo 5. Infatti, non appena l'impulso applicato determina l'interruzione della corrente anodica del tubo 3 e il passaggio di quella del tubo 5, quest'ultima, per effetto della caduta di tensione attraverso la resistenza 7, provoca un afflusso di cariche elettriche dal condensatore 6 verso la resistenza 7 e dal morsetto 1 di entrata verso il condensatore 6 : il potenziale della griglia del tubo 3 si abbassa di più di quanto non imponga l'impulso applicato. Tale effetto porta dunque rapidamente il tubo 5 alla saturazione. Analogo gioco, in senso contrario, avviene al cessare dell'impulso.

Fra il punto 8 ed il punto 10 il potenziale varia dunque con andamento pressochè rettangolare, secondo la forma *b* (fig. 1). Analoghe variazioni di potenziale presenta anche — in senso inverso —

il punto 9, e perciò ai morsetti di uscita 10-12, per mezzo del commutatore 8-9-11, si possono ottenere gli impulsi rettangolari nel senso desiderato.

E' facile dare al dispositivo proprietà limitatrici ed ottenere quindi correnti anodiche di valor massimo costante, qualunque sia l'ampiezza dell'impulso iniziale. Per regolare meglio il funzionamento, è preferibile sostituire le resistenze 4 e 7 con potenziometri, i cui contatti mobili siano collegati, rispettivamente, con la griglia del tubo 5 e col condensatore 6. Quest'ultimo deve naturalmente avere una capacità appropriata, affinchè la costante di tempo del circuito costituito dal condensatore stesso e dalla resistenza 7 non abbia una influenza nociva troppo rilevante. *M. S.*

Radiofari ad onde ultracorte.

Brevetto italiano n. 308115 (C. Lorenz A. G., Berlino). - Patente dal 25-7-1932. - Pubblicato il 26-5-1933.

Le onde ultracorte si prestano assai bene ad essere impiegate nei radiofari per la determinazione di una direzione spaziale fissa, capace di stabilire non solo la giusta rotta di un aereomobile in prossimità di un aereoporto, ma anche il più opportuno angolo di discesa. Allo scopo si sfrutta abitualmente il noto metodo « A - N », manipolando due irradiazioni contemporanee, e con la debita differenza di fase, secondo le lettere *a* (· —) ed *n* (— ·).

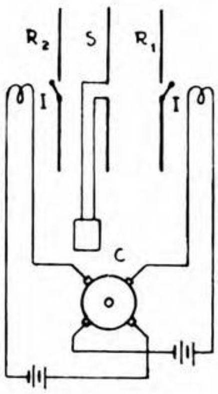


Fig. 1.

Il ritrovato concerne un tipo assai semplice di radiofaro in cui un irradiatore principale *S* (fig. 1) emette onde permanenti, non manipolate. Ai fianchi di esso sono disposti due riflettori R_1 , R_2 resi attivi od inattivi per mezzo di interruttori di manipolazione *I*, o di altri mezzi di disaccordo dei riflettori; gli interruttori sono a loro volta comandati a distanza con circuiti comprendenti sorgenti elettriche supplementari e dispositivo (commutatore) di manipolazione *C*. Se ambedue i riflettori sono fuori funzionamento, il trasmettitore *S* produce un irradiamento a diagramma circolare, secondo la curva *a* della fig. 2, nel piano ad esso perpendicolare. Quando uno dei due

riflettori R_1, R_2 viene reso attivo, il diagramma di irradiazione diventa quello *b* o *c*. Se invece ambedue i riflettori fossero attivi, il diagramma di irradiamento corrisponderebbe alla curva *d*. E' evi-

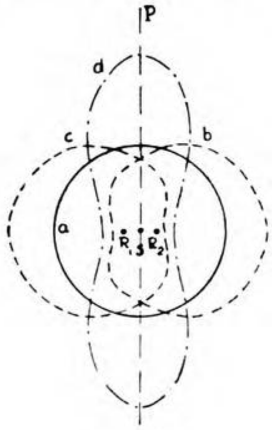


Fig. 2.

dente che, quando il radiofaro sia in funzione regolare, il ricevitore posto sull'aereomobile riceve con uguale intensità le lettere *a* ed *n* — e quindi in definitiva un segnale uniforme continuo — soltanto lungo la direzione *S P*, passante per l'irradiatore principale *S* e per il punto d'intersezione dei diagrammi *b* e *c*. *M. S.*

NUOVI APPARECCHI

Frequenziometro a lettura diretta.

ENRICO PAOLINI

Il frequenziometro qui descritto è solo un miglioramento tecnico di quello già attuato da Vecchiacchi e Guarnaschelli [1], rimanendo lo stesso il principio che lo informa.

Esso serve in tutta la gamma acustica a dare indicazioni di frequenza con una lettura diretta, indipendentemente dalla forma e dalla ampiezza della tensione all'entrata.

Il concetto informativo è il seguente: il condensatore C (fig. 1) viene alternativamente caricato alla tensione V_0 attraverso il triodo I

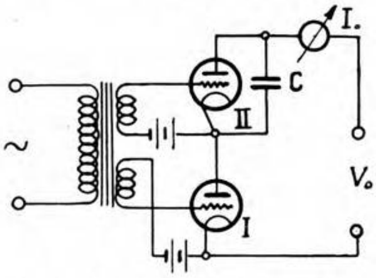


Fig. 1. — Schema di principio.

o scaricato attraverso il triodo II, quando le griglie dei triodi I o II hanno potenziali tali da permettere il passaggio di corrente anodica. Le polarizzazioni delle griglie sono di valore tale che, in assenza di tensione alternativa, impediscono corrente anodica nei triodi; se si applica una tensione all'entrata del trasformatore, poichè i due secondari sono collegati alle rispettive griglie in modo inverso, quando un triodo è conduttore, l'altro non lo è affatto e viceversa. Inoltre se la tensione ha ampiezza sufficiente, i triodi vengono alternativamente saturati, ed il condensatore C viene così ad essere caricato in ogni semiperiodo dal triodo I attraverso al milliamperometro pel quale passa così la corrente I_0; e scaricato nell'altro semiperiodo dal triodo II. Vale quindi la relazione (se si ammette che il condensatore abbia il tempo di caricarsi completamente):

$$f = \frac{I_0}{C\,V_0}.$$

[1] F. VECCHIACCHI e F. GUARNASCHELLI: L'Elettrot., 1930, XVII, p. 224.

Nell'installazione completa (fig. 2), si sono usati due stadi di amplificazione della tensione di entrata; i filamenti sono accesi in serie utilizzando la tensione anodica stessa e le polarizzazioni delle griglie sono state ottenute (eccetto una) mediante le cadute di tensione nei filamenti dei tubi successivi. L'accensione del triodo IV di scarica del condensatore è separata da quella degli altri tubi ed inserita in un circuito risonante ad alta frequenza (7×10^5 Hz). Questo circuito è alimentato induttivamente dal circuito oscillatorio di un apposito generatore, azionato dal triodo V.

Il trasformatore T_3 ha due secondari ed è stato oggetto di particolare attenzione, perchè per il buon funzionamento del frequenziometro sino a frequenze dell'ordine di 10^4 Hz è necessario che nei due secondari si abbiano tensioni esattamente in opposizione di fase. Per questo scopo i secondari hanno ugual numero di spire e sono avvolti simmetricamente rispetto al nucleo, che è costituito da

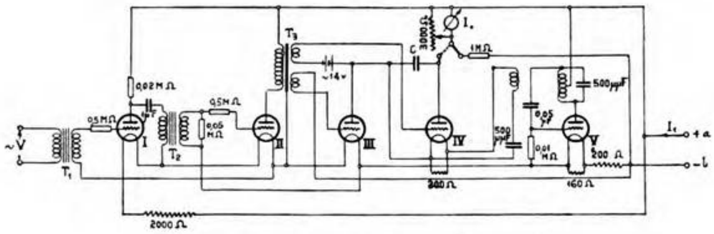


Fig. 2. — Schema definitivo del circuito.

lamelle di permalloide. Per ridurre le capacità tra gli avvolgimenti, essi sono elettrostaticamente schermati fra loro e dal primario, e l'isolamento tra i diversi avvolgimenti è assai alto (circa 100 MΩ), mentre le capacità sono relativamente modeste. Per una data frequenza la I_0 cresce linearmente con la capacità sino ad un certo limite, oltre il quale la variazione diviene meno sensibile. Con i triodi adoperati, RCA 30, questo limite si sposta all'incirca proporzionalmente alla durata del periodo (cioè in ragione inversa della frequenza). Ciò corrisponde all'esistenza di un valore limite per la corrente I_0 oltre il quale il condensatore C non ha tempo in un semiperiodo di scaricarsi o ricaricarsi integralmente. In tali condizioni non si può più ritenere valida la relazione sopra riportata. Il limite che il valore di I_0 non deve superare risulta essere all'incirca di $5 \div 10$ mA.

Anche ponendo $C = 0$ la I_0 non si annulla, ma prende un valore corrispondente, nel tipo di apparecchio costruito, ad una C di circa 0,25 mμF. Ciò è probabilmente dovuto al fatto che le tensioni di griglia dei tubi di carica e di scarica non sono esattamente in opposizione in conseguenza della capacità mutua tra i due secondari del trasformatore.

Sui limiti delle costanti del circuito e sui limiti di funzionamento valgono qualitativamente le considerazioni esposte da Vecchiacchi e Guarnaschelli ([1]) riguardo al loro frequenziometro, di cui il presente è solo una variante.

Il limite minimo di tensione all'entrata, per il quale si ha un funzionamento stabile, dipende dalla frequenza ed è mediamente 0,2 V; da questo valore in poi il secondo tubo amplificatore lavora alla saturazione.

L'alimentazione può essere fatta con corrente continua o con corrente alternata (fig. 3). Per mezzo di uno stabilizzatore di tensione (*stabilvolt*) si può rendere la tensione ai morsetti *a* e *b* del frequenziometro (fig. 2) quasi indipendente dalla tensione di alimentazione. Detto stabilizzatore è costituito notoriamente da resistenze di ferro in ambiente di idrogeno poste in serie, e da un tubo al neon a più sezioni posto in parallelo; inoltre vi è una cellula di filtro per la livellazione.

Le piccole variazioni della tensione fra *a* e *b* possono ad ogni modo essere neutralizzate variando la sensibilità del milliamperometro di carica per mezzo di un reostato in parallelo con esso. La opportuna variazione di sensibilità si può ottenere e verificare usando lo strumento (con un'opportuna resistenza in serie) come voltmetro per la tensione V_0, cioè regolando il reostato in modo che lo strumento segni sempre la stessa deviazione indipendentemente dalla tensione di alimentazione. Resta così proporzionalmente variata anche la sensibilità del milliamperometro alla corrente I_0 di carica, che è proporzionale alla tensione V_0 applicata. La taratura del complesso perciò rimane valida indipendentemente dal valore della tensione di alimentazione, purchè, ben s'intende, questa non vari dopo che si è effettuata la regolazione.

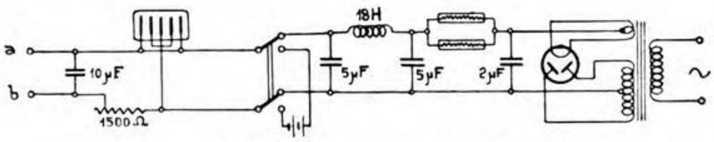


Fig. 3. — Schema del dispositivo di alimentazione.

La tensione da applicarsi tra *a* e *b* è di circa 125 V, ed il condensatore *C* si carica sotto circa 110 V; come si è già accennato, variazioni di qualche unità per cento del valore di questa tensione di alimentazione, mentre non alterano il funzionamento delle valvole, danno luogo a corrispondenti variazioni della I_0 che si possono facilmente correggere.

Lo strumento da usare può essere un ordinario milliamperometro da $0{,}5 \div 5$ mA. Per frequenze comprese tra 20 ed oltre 10.000 Hz, cioè per la gamma entro la quale l'apparecchio dà indicazioni lineari con la frequenza, la resistenza di qualche centinaio di ohm dello strumento ha poca importanza, perchè la costante di tempo del circuito di scarica del condensatore *C* rimane sempre piccola di fronte al periodo della frequenza da misurarsi.

Per misure non molto precise basta uno strumento da pannello, per esempio da 1 mA, per abbracciare la gamma 20-10.000 Hz; in tal caso, per una tensione di carica del condensatore *C* di circa 110 V, occorre usare $C = 0{,}09$ μF per *f* compresa tra 10 e 100 Hz, $C = 0{,}009$ μF per *f* tra 100 e 1000 Hz, $C = 0{,}0009$ μF per *f* tra 1000 e 10.000 Hz; si può addirittura sostituire la graduazione del milliamperometro con un'altra, su cui siano tracciate, direttamente in hertz, le tre scale corrispondenti alle diverse portate.

Per misure di una certa precisione non è per altro sufficiente questo sistema, poichè per frequenze corrispondenti a deviazioni piccole dell'indice dello strumento, gli errori nell'apprezzamento della lettura danno luogo ad errori percentuali nella frequenza non trascurabili; in questi casi è conveniente inserire in serie con lo strumento

applicato al pannello un secondo milliamperometro, di maggior precisione e con molte sensibilità (per esempio di rapporto 3 dell'una rispetto alla contigua). Si possono così eseguire, per tutte le frequenze, letture con deviazioni notevoli dell'indice. Non è il caso di cambiare graduazione a tale nuovo strumento; per eseguire queste misure più precise di f basta procurarsi, con l'impiego di frequenze note di riferimento, le costanti di taratura del sistema (una per ogni valore di C e per ogni sensibilità del milliamperometro).

Livorno, settembre 1933 - XI.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

* *

Misuratore portatile di rumori.

ENRICO PAOLINI

1. — L'attuazione di un apparecchio per la misura oggettiva di rumori non presenta particolari elementi di novità: esso è schematicamente costituito da un microfono, da un amplificatore e da un voltmetro elettronico. Apparecchi del genere sono stati già costruiti in diversi laboratori (1) e recentemente anche posti in commercio (2). E' forse utile, tuttavia, dare qualche cenno sul modo di costruzione e di taratura seguito presso il R.I.E.C. della Marina, affinchè l'apparecchio tipo R.I.E.C. possa venire all'occorrenza da altri agevolmente riprodotto.

2. — Il microfono scelto è del tipo a condensatore, costituito da tre elettrodi piani affacciati, dei quali quello centrale è la membrana metallica collegata elettricamente con la carcassa del microfono; gli altri due elettrodi sono metallici, bucherellati ed affacciati di fronte alla membrana stessa ad una distanza regolabile.

In generale, quando tra gli elettrodi di un condensatore piano, posti alla distanza d, si applica una tensione continua V_0, questi si attraggono con una forza P_0 per unità di superficie:

$$P_0 = \frac{V_0^2}{8 \pi d^2} = k V_0^2 \quad , \quad k = \frac{1}{8 \pi d^2} .$$

Nel caso che questa tensione venga applicata tra la membrana ed uno degli altri due elettrodi del microfono condensatore è assai difficile calcolare la costante k per la difficoltà di misurare d. La costante può allora essere determinata sperimentalmente ricorrendo al sistema di compensazione (3).

Se la membrana A (fig. 1) del microfono viene sottoposta ad una pressione P_0, essa si incurva per esempio verso l'elettrodo B, e fa variare la capacità del condensatore formato dalla membrana e da

(1) Per esempio: W. WILLMS: Schalltechn., 1933, VI, p. 2.

(2) G. R. Experimenter, 1933, VII, p. 6. Un apparecchio di tal genere verrà tra breve messo in commercio anche dalla casa Siemens e Halske.

(3) L'idea di applicare questo metodo alla taratura dei microfoni è da attribuirsi al prof. I. E. Meyer dell'Istituto Hertz di Berlino.

questo elettrodo. Se si applica allora una tensione V_0 conveniente tra l'elettrodo C e la membrana, si può, per attrazione elettrostatica, riportare la membrana nella posizione primitiva. Con un microfono a condensatore ordinario, se si vuole che la V_0 non superi 200 V, occorre usare pressioni meccaniche dell'ordine del millimetro di acqua al disopra della pressione ambiente.

Per attuare e misurare con una certa precisione pressioni differenziali così piccole si è usato l'accorgimento seguente.

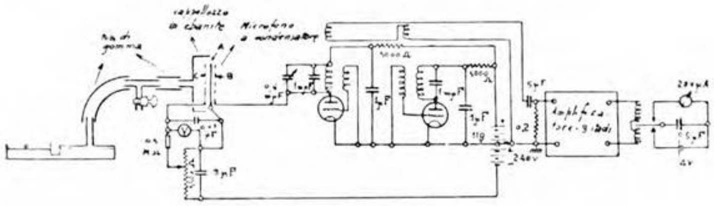


Fig. 1. — Dispositivo per la taratura del microfono a condensatore.

Due recipienti cilindrici R_1 ed R_2 (fig. 2) di uguale sezione S comunicano tra loro e contengono acqua sino allo stesso livello; il recipiente R_1 è chiuso e sia v il volume di aria alla pressione ambiente che è racchiuso in R_1. Se si versa un certo peso Π di acqua nel recipiente R_2, per equilibrare la pressione così generata, si sopraeleva di h il livello dell'acqua nel recipiente R_1 e contemporaneamente si comprime il volume v di aria. Analiticamente si ha:

$$\frac{\Pi}{S} = \epsilon \frac{h\,S}{v} + 2\,h\,\gamma\,,$$

dove: γ = peso specifico dell'acqua (981 dine/cm^3);
ϵ = coefficiente di compressibilità dell'aria ($1{,}42 \cdot 10^6$ dine/cm^2).

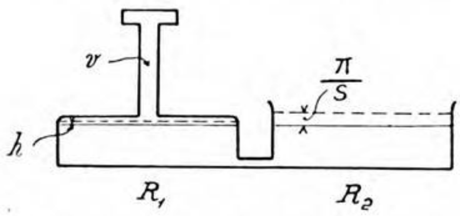


Fig. 2. — Sistema per misurare piccole sovrapressioni.

Se si vuole che la pressione data dall'esterno sia bilanciata quasi esclusivamente dall'aumento di pressione del volume v di aria, deve essere:

$$\epsilon \frac{h\,S}{v} \gg 2\,h\,\gamma\,,$$

cioè:

$$S \gg 1{.}38 \cdot 10^{-3}\, v$$

Soddisfatta questa condizione, Π/S rappresenta praticamente la pressione P_0 che viene esercitata sul volume v di aria. Se si unisce il recipiente R_1 con la capsula che racchiude la carcassa del microfono condensatore, come mostra la fig. 1, si può applicare alla membrana la pressione meccanica P_0 desiderata.

Per determinare quando la deformazione della membrana prodotta dalla P_0 è bilanciata dall'attrazione elettrostatica, si è posto il condensatore formato dagli elettrodi A e B in un circuito a doppia eterodina a battimenti (fig. 1). La frequenza dei battimenti è misurata da un relè per successiva carica e scarica di un condensatore attraverso ad un microamperometro. E' questa frequenza, che si riconduce al valore iniziale, quando si attua la compensazione. Per il microfono appositamente costruito ed usato nel misuratore di rumori si è ottenuto $k = 2{,}41 \cdot 10^{-3}$ barie/V².

Se tra gli elettrodi A e C del microfono si applicano una tensione continua V_0 ed una alternativa $v = V_1 \operatorname{sen} \omega t$, la sollecitazione a cui risulta sottoposta la membrana A è:

$$p = k\ (V_0 + V_1 \operatorname{sen} \omega t)^2 =$$

$$= k\, V_0^2 + k\, V_1^2 \operatorname{sen}^2 \omega t + 2\, k V_0 V_1 \operatorname{sen} \omega t\,.$$

Il primo termine rappresenta una pressione continua, il secondo una alternativa di frequenza doppia di quella applicata, e se $V_0 \gg V_1$ la sua ampiezza è trascurabile di fronte a quella P del terzo termine che è:

$$P = 2\, k\, V_0\, V_1\,. \qquad [1]$$

La variazione di capacità del microfono considerata tra gli elettrodi A e B è quindi la stessa, sia che si applichino simultaneamente agli elettrodi A e C le tensioni V_0 e V_1, sia che si sottoponga la membrana alla pressione alternativa sinoidale di ampiezza espressa dalla [1]. Per la taratura assoluta del microfono si sono perciò usate tensioni elettriche, le quali sono suscettibili, com'è noto, di essere misurate con grande esattezza.

Per passare alle grandezze acustiche, si tenga ora presente la relazione che lega la sensazione sonora s in phon alla pressione sonora P in barie:

$$s = 20\, \log_{10} \frac{P}{P'}\,, \qquad [2]$$

dove P' è l'ampiezza di pressione pari a 0,000316 barie, che si assume corrispondente a 0 phon per la frequenza 1000 Hz, cioè la pressione sonora della soglia di sensazione. Dalla [2] si ottiene:

$$s = 20\, \log_{10} \frac{2\, k\, V_0}{0{,}000316} + 20\, \log_{10} V_1\,; \qquad [3]$$

e con questa relazione è possibile tarare il microfono, alla frequenza di 1000 Hz, sia isolatamente, sia col complesso amplificatore che lo segue.

3. — Se la membrana A del microfono entra in vibrazione per effetto di un suono che la investe (fig. 3), la variazione di capacità ΔC del condensatore formato da A con l'elettrodo B dà luogo ad una corrente di carica e di scarica attraverso la resistenza R e quindi ad una d.d.p. alternativa ai capi della R, che riproduce (con una di-

storsione modesta, per essere piccolo il valore della costante di tempo $R \cdot C$ in confronto col periodo ed inoltre $\Delta C \ll 2C$) la forma dell'onda sonora incidente.

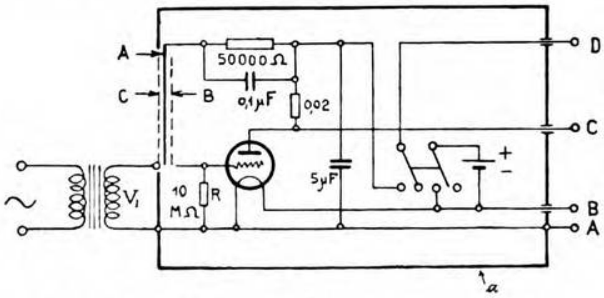


Fig. 3. — Microfono a condensatore e preamplificatore.

Sembra altresì lecito ammettere che le risonanze del microfono, peraltro sempre modeste, non abbiano influenza notevole, tenuto conto sovratutto dello scopo dell'apparecchiatura.

La d.d.p. ai capi della R viene preamplificata da un primo stadio posto in immediata vicinanza del microfono, ed il tutto è racchiuso in una cassetta schermata come mostra la fig. 3.

L'amplificatore che segue (fig. 4) ha tre stadi; per mezzo di un commutatore, per variare la sensibilità dell'apparecchio, se ne possono inserire uno, due o tutti e tre; segue un voltmetro elettronico a valor massimo.

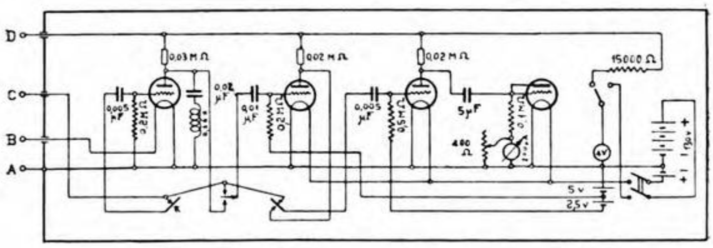


Fig. 4. — Amplificatore e voltmetro elettronico.

La sensibilità dell'apparecchio in funzione della frequenza è tale da riprodurre approssimativamente la sensibilità media dell'udito umano (fig. 5). Per questo scopo gli accoppiamenti a resistenza-capacità tra stadio e stadio servono, per frequenze inferiori a 1000 Hz, a ridurre convenientemente la sensibilità al diminuire della frequenza, mentre il circuito risuonante in serie capacità-induttanza, posto tra placca e filamento del primo tubo dell'amplificatore, provvede dal canto suo a ridurre la sensibilità al crescere della frequenza nella regione al di sopra di 1000 Hz.

Il preamplificatore e il primo tubo dell'amplificatore sono alimentati da pile a secco, i tubi rimanenti da una batteria di accumula-

tori a ferro-nichel; la tensione anodica è data da un blocco a secco il quale fornisce anche la tensione V_0 che occorre al microfono. Un

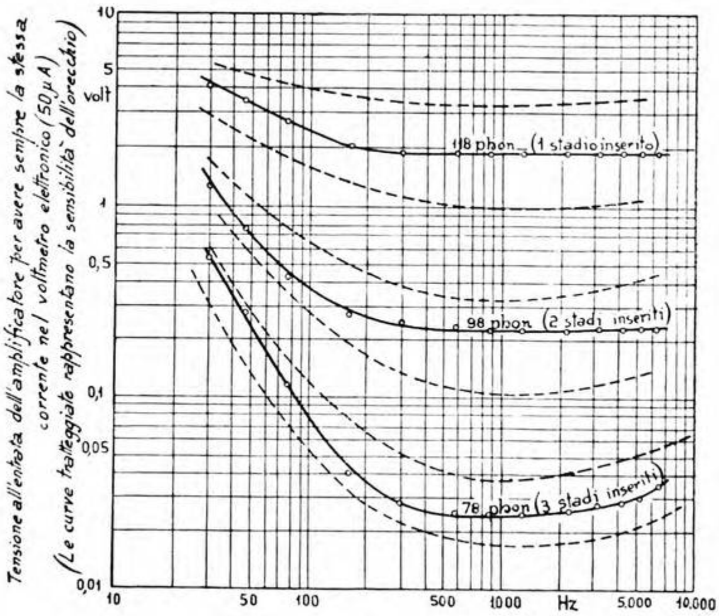


Fig. 5. — Curve di sensibilità dell'apparecchio.

unico voltmetro con commutatore verifica la tensione anodica e quella di accensione.

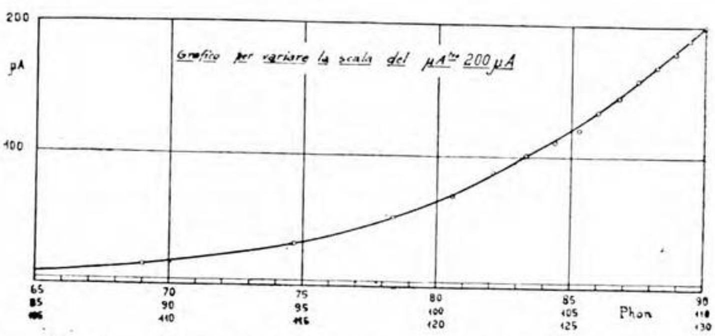


Fig. 6. — Grafico pel cambiamento di scala dello strumento.

Quale strumento del voltmetro elettronico si è usato un microamperometro da 200 μA, nel quale è stata cambiata la scala da mi-

croampere in phon; la taratura, eseguita a 1000 Hz per mezzo della relazione [3], è riportata in fig. 6. In fig. 7 si vedono le due cassette, che costituiscono l'installazione completa.

4. — E' da tener presente che l'apparecchiatura non misura la intensità vera *oggettiva* dei rumori, ma la sensazione; cioè lo strumento indica valori che si possono assumere come corrispondenti alla percezione soggettiva media umana del rumore.

Inoltre l'apparecchio non ha, e non potrebbe avere, una taratura, che oltre ad essere funzione continua della frequenza fosse anche, come richiederebbero le curve di sensibilità media dell'udito ottenute dal Fletcher (4), una funzione continua dell'ampiezza. Si sono dovuti infatti attuare tre soli diversi andamenti delle curve caratteristiche di sensibilità dell'apparecchio, che corrispondono alla possibilità di inserire 1, 2, o 3 stadii di amplificazione.

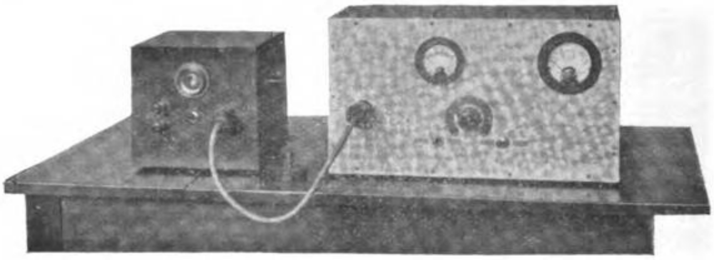


Fig. 7. — Vista dell'apparecchio.

La curva caratteristica con tre stadii inseriti (strumento con 90 phon in fondo scala) è quella indicata in fig. 5 con 78 phon. Essa è stata eseguita applicando all'entrata dell'amplificatore una tensione alternativa, funzione della frequenza e tale da dare una deviazione costante dello strumento del voltmetro elettronico. Questa deviazione è stata scelta pari a 78 phon e corrisponde a 50 μA prima del cambiamento della scala dello strumento. Se invece di questa deviazione fissa se ne sceglie un'altra, si devono applicare tensioni all'entrata dell'amplificatore proporzionali a quelle della curva per 78 phon di fig. 5, cioè la nuova curva si ottiene da quella disegnata, per traslazione nel senso delle ordinate.

Così la famiglia di curve caratteristiche dell'apparecchio, che hanno per parametro la sensazione *s*, comprende curve che hanno tutte lo stesso andamento e costituiscono un fascio, il quale si differenzia da quello delle curve di sensibilità dell'udito, perchè ciascuna di queste ultime ha andamento diverso dalle altre.

Analogamente avviene per la sensibilità dell'apparecchio, che dà luogo alla deviazione massima per 110 phon (2 stadi inseriti). Le curve caratteristiche si ottengono tutte da quella, che è stata rilevata tenendo costante la deviazione dello strumento su 98 phon, per traslazione nel senso delle ordinate. Lo stesso dicasi per il funzionamento con un solo stadio inserito (portata massima 130 phon) e per la corrispondente curva di taratura ottenuta su 118 phon.

---

(4) H. Fletcher: Bell S. T. J., 1925, IV, p. 375.

L'apparecchio ha così una famiglia di curve caratteristiche formata da tre fasci e le curve di ogni fascio hanno tutte il medesimo andamento. L'insieme di queste curve, benchè non riproduca esattamente quelle ottenute sperimentalmente per la sensibilità dell'udito, si avvicina ad esse sufficientemente, perchè gli errori introdotti sono dello stesso ordine di grandezza di quelli commessi nella taratura. Si deve inoltre tener presente che le curve di sensibilità dell'udito variano molto da persona a persona ed a seconda delle circostanze; perciò gli scarti dagli andamenti medi disegnati in fig. 5 possono già per questo motivo essere rilevanti. E' quindi, anche sotto questo aspetto, ammissibile la variazione discontinua della forma delle caratteristiche dell'apparecchio, quando si passa da una sensibilità all'altra, e risulta tollerabile l'errore che, di conseguenza, necessariamente commette il fonometro.

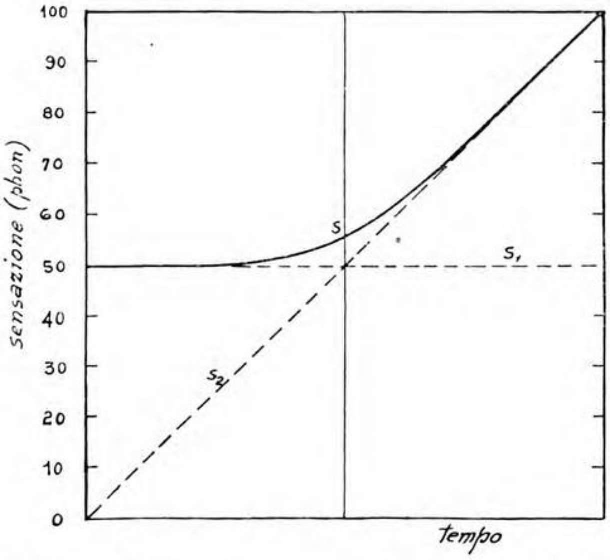


Fig. 8. — Diagramma della sensazione somma prodotta da due rumori simultanei.

Da alcune misure eseguite si rileva, che i rumori che generalmente si incontrano nella pratica danno luogo a sensazioni comprese tra 60 e 100 phon. Si riportano qui i risultati di alcune di tali misure per dare un'idea dell'ordine di grandezza di qualche rumore ben noto:

Conversazione con voce normale a 2 m dal microfono	phon	65
Campanello da bicicletta ad 1 m	»	65
Tornio in funzione ad 1 m	»	75
Grosso trapano in funzione a 2 m	»	85
Passaggio di automobile a 3 m	»	90
Piallatrice per legno col microfono posto in direzione dell'asse ad 1 m	»	95
Passaggio di tranvai molto rumoroso, con rimorchio, a 5 m	»	105.

E' forse opportuno osservare, che la sensazione prodotta da due rumori simultanei, dei quali uno di intensità costante nel tempo e l'altro di intensità crescente col tempo in tal modo, che la corrispondente sensazione vari linearmente da zero fino ad un massimo pari al doppio di quella costante, si può in prima approssimazione considerare rappresentata dal diagramma di fig. 8. In esso si nota che la sensazione somma delle due sarebbe praticamente uguale a quella dovuta al solo rumore più forte nel caso che la sensazione di esso superi di oltre 15 phon la sensazione prodotta da quello più debole. Solo se le due sensazioni singole differiscono di poco, la sensazione somma è sensibilmente maggiore di ciascuna di esse; e quando queste sono uguali l'aumento della sensazione somma, rispetto al valore comune delle sensazioni singole, diviene all'incirca massimo. Lo studio approfondito di questi fenomeni di mascheramento acustico forma oggetto tuttora di interessanti ricerche.

Livorno, settembre 1933-XI.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Concorso alla borsa di studio Antonio Garbasso. — Il Consiglio nazionale delle Ricerche, Comitato per la Fisica, la Matematica applicata e l'Astronomia, ha pubblicato il seguente avviso:

E' aperto il concorso per il conferimento, nell'anno 1933-34, della borsa di studio Antonio Garbasso, destinata a permettere il perfezionamento dei giovani studiosi italiani nei vari rami della fisica e delle sue applicazioni.

Per il 1933-34, la borsa riguarda *l'acustica applicata e la elettroacustica*; il suo ammontare è di L. 10.000; l'accettazione della borsa impegna ad un soggiorno di almeno sei mesi presso un istituto di studi estero, oppure di almeno otto mesi presso un istituto italiano.

Il concorso è per titoli e vi possono partecipare tutti i cittadini italiani laureati in fisica od in ingegneria.

Le domande di ammissione al concorso, in carta da bollo da L. 5, dovranno essere inviate al Consiglio nazionale delle Ricerche, presso il Ministero dell'Educazione nazionale, Roma, al quale dovranno giungere non oltre il 31 dicembre 1933-XII, e dovranno essere accompagnate dal certificato di cittadinanza italiana, da quello di adempimento degli obblighi di leva, dal certificato degli studi universitari compiuti (contenente anche le votazioni riportate negli esami speciali e nell'esame di laurea), da un breve « curriculum vitae » e da tutti quegli altri documenti o titoli e pubblicazioni che il concorrente riterrà atti a dimostrare la sua preparazione agli studi di acustica applicata e di elettroacustica. Nella domanda di ammissione al concorso, il concorrente dovrà precisare presso quale istituto di studi intenderebbe recarsi e quale programma intenderebbe svolgere per perfezionarsi nelle discipline alle quali si riferisce la borsa (istituto e programma potranno essere in seguito variati soltanto col consenso del Comitato); dovrà dichiarare senza riserve di accettare tutte le condizioni del presente avviso di concorso e dare le sue generalità ed il suo domicilio e recapito.

Il Comitato non assume responsabilità per eventuali dispersioni o per qualsiasi danno ai titoli, documenti e pubblicazioni inviate.

Il giudizio sull'assegnazione della borsa di studio sarà dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato per la Fisica, la Matematica applicata e l'Astronomia, sentito il parere scritto di una apposita Commissione nominata dal Presidente del Comitato.

La borsa di studio sarà pagata in tre rate, le cui modalità saranno fissate in relazione alle modalità del programma di studi del vincitore della borsa. I pagamenti potranno essere sospesi, a giudizio della Presidenza del Comitato, ove l'attività dell'assegnatario, durante il periodo di studi, non risulti soddisfacente.

Ove sorgessero dubbi di interpretazione del presente avviso di concorso, o si delineasse l'opportunità di modificarlo, deciderà in merito la Presidenza del Comitato.

Il segretario: BOMPIANI Il presidente del Comitato: BORDONI

*

Centro radioelettrico sperimentale. — La *Gazzetta Ufficiale* del 24 novembre 1933 pubblica il R. Decreto con cui, veduta la proposta del Comitato radiotelegrafico del C. N. R. e su proposta del Ministro per l'Educazione nazionale, si costituisce il Centro radioelettrico sperimentale, eretto in ente morale, e se ne approva lo statuto.

La sede del Centro è in Roma ed esso è posto sotto la vigilanza del Ministero per l'Educazione nazionale. I suoi scopi sono, nel campo radioelettrico, studi e ricerche di carattere scientifico, esperienze e misure per conto di amministrazioni istituti enti e ditte, prove e collaudi di materiali.

Il patrimonio del Centro è costituito, oltrechè dagli immobili e mobili di sua proprietà, da eventuali elargizioni e da fondi tratti dai residui attivi del bilancio. I redditi comprendono contributi dei Ministeri interessati (Aeronautica, Comunicazioni, Educazione nazionale, Guerra, Marina), del C. N. R., di enti pubblici e privati, e proventi dell'attività dell'istituto.

Il Centro è governato dal Presidente (che è di diritto il presidente del Comitato radiotelegrafico del C. N. R.), dal Consiglio di amministrazione (costituito dal presidente e dal vicepresidente di detto Comitato, da due membri di questo e dai rappresentanti dei cinque Ministeri già nominati), dal Direttore tecnico e dal Segretario amministratore.

Il Direttore tecnico (nominato in seguito a concorso per titoli dal Consiglio di amministrazione su designazione del Comitato radiotelegrafico del C. N. R.), due preparatori radioelettricisti e un contabile costituiscono il personale stabilmente addetto all'istituto; funge da Segretario amministratore del Centro il segretario del Comitato. Altro personale per lavori di archivio copia e servizio viene assunto con contratto di lavoro; ed è inoltre prevista la richiesta da parte del Centro, all'amministrazione di volta in volta interessata alle prove, dell'opera di specialisti da essa dipendenti od anche estranei, la quale possa occorrere per lo svolgimento del compito affidato al Centro.

Il regolamento interno, con le disposizioni concernenti il personale e con le norme relative al funzionamento del Centro, è pubblicato nel *Bollettino Ufficiale del Ministero dell'Educazione nazionale*.

P. L.

*

Riunione della U. I. R. ad Amsterdam. — Il *Journ. télégr.* dell'ottobre 1933 presenta un resoconto della riunione della U. I. R. (Unione Internazionale di Radiodiffusione) tenutasi ad Amsterdam dal 4 al 13 ottobre 1933.

In questa riunione è stato proposto un ritocco al piano di Lucerna, per poter meglio distribuire le varie lunghezze d'onda a vantaggio delle stazioni esistenti. Data inoltre la vicinanza del giorno stabilito per la applicazione di tale piano (15 gennaio 1934), sono stati esaminati i provvedimenti da adottare per passare al nuovo stato di cose.

La commissione tecnica dell'Unione ha esaminato diverse questioni, fra cui la sincronizzazione e la quasi-sincronizzazione dei trasmettitori, la stabilità della loro frequenza e l'esattezza con cui questa è ottenuta. Le varie stazioni dovranno cercare di assicurare la stabilità della frequenza nei limiti previsti dal piano di Lucerna, ricorrendo, eventualmente, data la vicinanza del 15 gennaio, a mezzi di fortuna (oscillatore pilota in termostato). Per rendere più precise le misure delle frequenze, i vari centri di controllo dovrebbero essere legati

fra loro ancora più strettamente e procedere anzi a reciproci confronti delle misure effettuate; inoltre ogni stazione dovrebbe avere un suo frequenziometro abbastanza preciso. Fu pure oggetto di accurato esame la questione dell'impiego delle antenne anti-evanescenza, allo scopo di poter ridurre la potenza delle stazioni trasmittenti.

Le varie disposizioni date nel piano di Lucerna per le frequenze superiori a 30 kHz ($\lambda < 1000$ m) saranno applicate quasi integralmente. La loro applicazione presenta invece difficoltà per le onde lunghe, dato che otto nazioni non hanno accettato il piano. Le stazioni comprese nel piano dovranno porsi in grado di modificare la lunghezza d'onda nel minor tempo e con la massima precisione possibile. Le loro emissioni sperimentali verranno esaminate dai vari centri di controllo, che comunicheranno poi i risultati delle misure eseguite alle stazioni interessate, o per telefono o attraverso una stazione radio di grande potenza. La seguente tabella mostra una suddivisione provvisoria delle varie stazioni fra i centri di controllo.

Centro di controllo	Paesi le cui stazioni sono controllate	Stazioni che trasmettono i risultati
Bruxelles (U.I.R.) Tatsfield (B.B.C.)	Belgio Francia Gran Bretagna Irlanda Islanda Lussemburgo Marocco Olanda Portogallo Spagna Svizzera	Parigi.
Berlino (P.T.T.)	Danimarca Germania Polonia	Zeesen.
Praga (P.T.T.)	Austria Cecoslovacchia Romania Ungheria	Zeesen.
Helsinki (P.T.T.)	Estonia Finlandia Lettonia Lituania	Lahti.
Mojaisk (P.T.T.)	U.R.S.S.	Mosca.
Sesto Calende (E.I.A.R.)	Algeria Egitto Italia Jugoslavia Tunisia Turchia	Roma.
Stoccolma	Norvegia Svezia	Stoccolma.

Interessanti argomenti sono anche stati trattati dalle altre varie commissioni della U. I. R.; le questioni affrontate e le conclusioni raggiunte sono però di competenza meno strettamente tecnica.

G. Pa.

*

Gruppo Ingegneri Radiotecnici, Telegrafici, Telefonici. — La vita del Gruppo I. R. T. T., iniziatasi nel 1932 [1], si viene affermando attraverso l'attività dei gruppi interprovinciali già esistenti e la costituzione di nuovi.

Il Gruppo si tiene in collegamento con il Consiglio nazionale delle Ricerche, con il Comitato superiore di vigilanza per le Radiodiffusioni, con i Ministeri tecnici interessati e con l'A. E. I.

I gruppi hanno collaborato alla compilazione dei programmi di insegnamento professionale; hanno promosso conferenze nelle principali città; sono in collegamento con le ditte costruttrici di materiale radio, per seguire lo sviluppo di questa industria; hanno studiato la possibilità di altre opere di propaganda per la diffusione della coltura radiotecnica.

I gruppi di Trento e Bologna hanno preso l'iniziativa di corsi di radiotecnica; quelli di Padova, Trieste, Milano (il quale ultimo si raduna in tornate periodiche) hanno collaborato agli studi per la eliminazione dei disturbi alle radioaudizioni.

Nel campo sindacale infine sono stati trattati, da alcuni gruppi, problemi riguardanti la sistemazione degli aderenti e si sono fatte indagini sulla assegnazione agli ingegneri dei posti direttivi nelle ditte e società costruttrici di materiale radio, telefoniche e simili.

P. P.

---

[1] A. F., 1932, I, p. 639.

Vol. II - N. 5 Dicembre 1933-XII

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Vol. II - N. 5 Dicembre 1933-XII

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

Vol. II - N. 5 Dicembre 1933-XII

ALTA FREQUENZA

INHALT

INHALT

Ing RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile*
INDUSTRIE GRAFICHE ITALIANE STUCCHI - Via S Damiano 16 - MILANO - 1933 XII

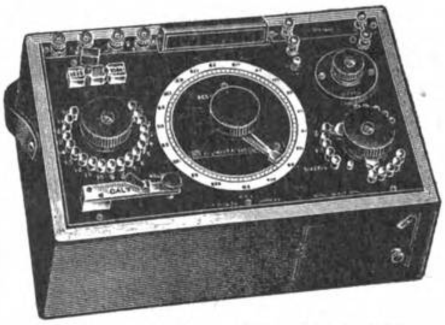


ERCOLE MARELLI & C. - S. A. MILANO

PONTI D'ALTA PRECISIONE

per

RICERCHE DI LABORATORIO



Potenziometro portatile Mod. 355.

RESISTENZE

e CASSETTE DI RESISTENZA D'ALTA PRECISIONE NON INDUTTIVE

per misure in c. a. di alta frequenza e in c. c.

CAPACITÀ e INDUTTANZE CAMPIONE

d'alta precisione.



Millivoltmetro Mod. 322 a tre portate - 2/5/10 mV. - per la misura di piccolissime grandezze elettriche e per l'uso con coppie termoelettriche esterne per misure alla radiofrequenza.

STRUMENTI DI PRECISIONE

portatili e da laboratorio

per

misure radiotecniche

e

elettroacustiche

AGENTE GENERALE DEPOSITARIA PER L'ITALIA:

SOC. AN. ING. S. BELOTTI & C.

Telef. 52-051/2/3 —— **MILANO** —— *Piazza Trento, 8*